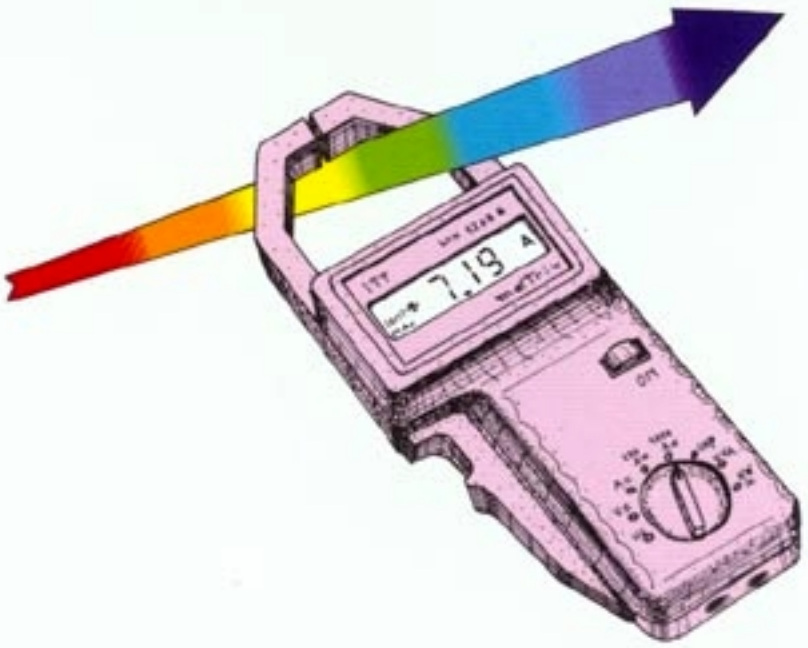
Pierre Garot

MESURES ET ESSAIS

sur circuits électriques et dispositifs électroniques

TOME 1



Collection A. Capliez

EL educalivre

P. GAROT
Professeur de Génie Électrique

MESURES ET ESSAIS sur Circuits Électriques et Dispositifs Électroniques

Lycées Professionnels et Techniques

TOME 1

Collection
A. Capliez

Éditions CASTEILLA - 25, rue Monge - 75005 Paris

Remerciements

Nous tenons à exprimer notre gratitude envers toutes les personnes et les organismes qui nous ont apporté leurs encouragements et fourni la documentation technique pour la réalisation de cet ouvrage et plus particulièrement les établissements Merlin Gerin, Télémécanique et Chauvin-Arnoux.

Pierre GAROT

Le logo qui figure ci-contre mérite une explication. Son objet est d'alerter le lecteur sur la menace que représente pour l'avenir de l'écrit, tout particulièrement dans le domaine de l'enseignement, le développement massif du photocopillage.

Le code de la propriété intellectuelle du 1er juillet 1992 interdit en effet expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droit. Or, cette pratique s'est généralisée dans les établissements scolaires, provoquant une baisse brutale des achats de livres, au point que la possibilité même pour les auteurs de créer des œuvres nouvelles et de les faire éditer correctement est aujourd'hui menacée.

Nous rappelons donc que toute reproduction, partielle ou totale, du présent ouvrage est interdite sans autorisation de l'auteur, de son éditeur ou du Centre français d'exploitation du droit de copie (CFC, 3 rue d'Hautefeuille, 75006 Paris).

IMPRESSION - FINITION
Aubin Imprimeur, 86240 Ligugé. — D.L. avril 1995. — Impr. L 48943

ISBN : 2-7135-1184-4

© Éditions CASTEILLA, 25, rue Monge - 75005 PARIS. 1992.

Toute reproduction, intégrale ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause est illicite (loi du 11 mars 1957, alinéa 1er de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal. La loi du 11 mars 1957 n'autorise, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, que les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective d'une part et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration.

PRÉFACE

Les nouveaux programmes des baccalauréats techniques et professionnels, et les commentaires qui les accompagnent, visent à une formation de capacités générales beaucoup plus qu'à une accumulation de connaissances et de savoir-faire.

C'est généralement à partir de besoins industriels clairement exprimés que l'on procédera à l'étude de différents systèmes servant de support à l'enseignement lors des diverses étapes du cheminement pédagogique. Mais l'étude, jusqu'au niveau des structures qui supportent les fonctions, nécessite des connaissances scientifiques et technologiques qu'il faut acquérir.

Dans la formation des électrotechniciens les Essais et Mesures sont un exemple type de l'interpénétration des sciences et des techniques. Généralement enseignés par le professeur de sciences-physiques appliquées et le professeur de génie électrique, qui travaillent en étroite collaboration dans la même division, les Essais et Mesures comportent deux parties étroitement liées. L'une a pour objectif de parfaire expérimentalement les connaissances des lois scientifiques qui sont à la base de tous les systèmes industriels. L'autre permet, grâce à des essais et des mesures à caractère industriel exécutés dans les conditions dynamiques de fonctionnement, d'en valider les modèles retenus et de vérifier les caractéristiques de maintenance. La bonne connaissance des lois scientifiques, des phénomènes technologiques et l'art du mesurage trouvent ici un support particulièrement enrichissant.

Le présent ouvrage, rédigé par Pierre GAROT, dont la longue expérience pédagogique, scientifique et technologique est reconnue de tous, tient compte de ces impératifs.

Les méthodes de travail sont analysées, les questions sont progressives, parfois les réponses sont données.

À partir d'exemples précis pris sur des systèmes électriques ou électroniques modernes, l'élève est souvent mis en situation de recherche face au problème posé, qu'il s'agisse de mesures électriques ou d'électronique à caractère industriel ou scientifique.

Remercions et félicitons Pierre GAROT pour la qualité de cet ouvrage abondamment illustré qui, rédigé avec méthode et beaucoup de clarté, constitue, sans aucun doute, un outil indispensable aux élèves électrotechniciens en formation initiale ou continuée et une aide précieuse à leurs professeurs.

A. CAPLIEZ

Inspecteur général honoraire
de l'Éducation nationale

SOMMAIRE

PREMIÈRE PARTIE - MESURES ÉLECTRIQUES

I - Organisation - Méthode de travail ..... p. 6
II - Le mesurage des grandeurs électriques ..... p. 7
III - Les dipôles passifs électriques RLC en courant sinusoïdal ..... p. 42
IV - Les dipôles actifs linéaires ..... p. 75
V - Notions de statistiques en métrologie ..... p. 79

DEUXIÈME PARTIE - MESURES ÉLECTRONIQUES À COMPOSANTS DISCRETS

I - Les dipôles à composants discrets ..... p. 84
II - Les quadripôles à composants discrets ..... p. 99
III - Les quadripôles régulateurs de tension et de courant en circuits intégrés ..... p. 122
IV - Le quadripôle transistor unipolaire à effet de champ TEC (ou FET), MOSFET ..... p. 128

TROISIÈME PARTIE - L'ÉLECTRONIQUE NUMÉRIQUE OU DIGITALE

Mesure 1 Les caractéristiques des circuits intégrés ..... p. 133
Mesure 2 Étude des portes ou opérateurs logiques ..... p. 136
Mesure 3 Les bascules ..... p. 146
Mesure 4 Les compteurs ..... p. 155
Mesure 5 Les registres ..... p. 167
Mesure 6 Les oscillateurs et transformateurs de signaux ..... p. 171
Mesure 7 Compléments - Les circuits de transfert d'informations ..... p. 177

QUATRIÈME PARTIE - L'ÉLECTRONIQUE ANALOGIQUE : L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

I - Généralités ..... p. 183
II - Travaux pratiques expérimentaux et mesures sur les montages à amplificateurs opérationnels ... p. 189

PREMIÈRE PARTIE
MESURES ÉLECTRIQUES

I - ORGANISATION - MÉTHODE DE TRAVAIL

II - LE MESURAGE DES GRANDEURS ÉLECTRIQUES

Mesure n° 1 — Repérage des sources d'énergie électrique. Utilisations du Ⓥ ⎓ et ∿, de l'oscilloscope ..... p. 7

Mesure n° 2 — Contrôle de l'installation de distribution d'énergie : isolement, régimes du neutre, résistance des prises de terre. Mesurages ..... p. 14

Mesure n° 3 — Mesurage et réglage des intensités en ⎓ et ∿ : rhéostats. Utilisations de Ⓐ ; détermination de R par méthode du Ⓥ et Ⓐ. Visualisation oscilloscopique d'un courant ..... p. 19

Mesure n° 4 — Mesurage des intensités : accessoires, shunt, TI, pince ampèremétrique en ⎓ et ∿ p. 23

Mesure n° 5 — Réglage des tensions en ⎓ et ∿ : potentiomètre, «alternostat» ..... p. 25

Mesure n° 6 — Mesurage des puissances électriques en ⎓ et ∿ : maîtrise de l'énergie, gestion ; utilisations du Ⓦ. Étude d'un rhéostat de charge en ⎓, 1∿, 3∿. Étude d'un récepteur inductif 1∿ et relèvement du cos φ : tube fluorescent. Mesurage des faibles puissances, méthode oscilloscopique pour déterminer le déphasage $\hat{\varphi} = (\overline{I}, \overline{U})$. Mesurage de P à l'aide d'un compteur d'énergie. Réglage du déphasage, cos φ d'une charge LR. Mesurage des puissances en 3∿ - récepteur équilibré p. 26

III - LES DIPÔLES PASSIFS ÉLECTRIQUES RLC EN COURANT SINUSOÏDAL

Mesure n° 7 — Le résistor R - ponts de Wheatstone, Thomson ..... p. 42

Mesure n° 8 — La bobine LR - comportement en ⎓ et ∿. Étude d'un contacteur «Télémécanique» p. 45

Mesure n° 9 — Le condensateur C - comportement en ⎓ et ∿. C en ⎓ en électronique (constante de temps : temporisation) en régime de commutation (dérivateur, intégrateur) C en ∿ - déphaseur RC - couplages ..... p. 52

Mesure n° 10 — Les circuits associés : LRC série, dérivation - Résonance électrique ..... p. 67

IV - LES DIPÔLES ACTIFS LINÉAIRES

Mesure n° 11 — Mesurage des paramètres (E, *r*) d'un électromoteur ou générateur. Modèles équivalents de Thévenin et Norton. Générateurs électrochimiques (piles, accumulateurs) ..... p. 75

V - NOTIONS DE STATISTIQUES EN MÉTROLOGIE

Mesure n° 12 — Valeur moyenne et écart-type d'une série de mesures sur une même grandeur indépendante. Interprétation des causes de la dispersion des mesures sur «l'échantillon» obtenu. Applications industrielles ..... p. 79

NOTES SUR LE CALCUL DES ÉLÉMENTS DES MONTAGES ÉLECTRONIQUES ..... p. 82

I - Organisation

Méthode de travail - Préparation et déroulement d'une séance de travaux expérimentaux en mesures et essais

Le thème étudié est présenté comme un *problème* avec ses buts ou objectifs précis, ses données et questions posées, orientées pour déboucher sur des conclusions à caractères *théorique* (en liaison avec le cours de physique appliquée), *technologique* (en relation avec l'étude de schémas et d'équipements, la technologie des matériaux et des matériels ou systèmes) et *pratique* (pour une utilisation rationnelle, un choix du matériel adapté aux besoins et conforme au cahier des charges, aux normes de sécurité, au rendement optimal et coût de revient minimum). On devra privilégier les critères conduisant à la maintenance et le dépannage éventuel de ces matériels.

1. LA PRÉPARATION

1.1. Identification du matériel à étudier

1.2. Recherche de la méthode ou procédé de mesurage

Principe théorique (lois, relations entre grandeurs...), discussion et justification de la méthode employée pour répondre au problème posé.

1.3. Établissement du schéma de principe

En respectant les règles du graphisme (traits forts et fins), les symboles graphiques.

1.4. Préparation du tableau des mesures et calculs

Préciser les grandeurs maintenues constantes ; veiller au respect des symboles des grandeurs et de leurs unités ; rappeler les relations (ou formules) de calcul utilisées.

1.5. Calculs préalables

À partir des données (1.1) faire un calcul approché pour le choix des appareils de mesurage (calibres, types, emplacement dans le circuit).

1.6. Mode opératoire et précautions

Permettant le déroulement de l'essai suivant un ordre chronologique préétabli et tenant compte des dangers pour le manipulateur et le matériel.

2. L'ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

C'est le déroulement du travail pratique de mesurage et essais, en salle spécialisée.

2.1. Montage

Implantation ou disposition des appareils sur la table d'essais suivant l'ordre du schéma de principe. Respecter les **règles de câblage** de la source d'énergie vers le récepteur en essais. Câbler d'abord le *circuit série* de puissance (intensité) puis ensuite les *circuits dérivation* (tension). Prévoir les sections de conducteurs conformes aux normes industrielles et tenir compte de leur isolement. Vérifier le serrage des connexions (cosses, fiches, connecteurs...) et leur état d'isolement pour la sécurité de l'opérateur et la protection des contacts aux borniers.

Section des conducteurs :

- *10 A* (1,5 mm², ∅ ≃ 1,4 mm)
- *16 A - 20 A* (2,5 mm², ∅ ≃ 1,8 mm)
- *32 A* (6 mm², ∅ ≃ 2,8 mm)

2.2. Essais de fonctionnement et mesurages

Après vérification et avec l'autorisation du professeur, procéder à l'essai à vide (charge déconnectée), puis en charge (charge ou récepteur branché) pour amener progressivement au *point de fonctionnement nominal* précisé par le constructeur. Pour le tracé d'une courbe caractéristique, cinq points de mesure suffisent en général (les répartir de la marche à vide à la marche nominale et éventuellement en surcharge à 25 %). Contrôler les grandeurs constantes.

Remplir le tableau des mesures en complétant celui préparé en 1.4.

Compléter le tableau des matériels et appareils avec leurs caractéristiques essentielles d'utilisation (calibres, coefficient de lecture, classe de précision, type, emplacement et rôle...).

2.3. Exploitation des mesures et résultats

Remplir le tableau des calculs. On posera tous les calculs relatifs au point de fonctionnement nominal pour justification et contrôle par le correcteur.

Tracer les courbes caractéristiques (choix des échelles, identifier les axes de coordonnées avec repères et unités, laisser les points de mesures apparents, tracer la courbe moyenne et justifier la dispersion éventuelle, exprimer si possible l'équation mathématique...).

Discussion des résultats, conformité avec la théorie, appréciation des incertitudes et justification des causes de dispersion des mesures (méthode statistique).

Avec l'assistance du professeur, procéder à une synthèse rapide en comparant les résultats obtenus par l'ensemble des équipes et mise en évidence de l'essentiel à retenir.

En fin de séance, ranger appareils et conducteurs, signaler les « accidents » matériels survenus, noter les difficultés rencontrées... Prendre connaissance du prochain sujet à traiter pour noter les caractéristiques des matériels et les données utiles à la préparation prochaine.

3. LE COMPTE RENDU

C'est le rapport technique présenté dans un style correct et concis, suivant le langage technique spécialisé (connaissance de l'anglais technique). La partie essentielle reste la *conclusion personnelle* qui débouche sur des considérations pratiques (critique justifiée des matériels, conformité aux spécifications du constructeur...), sur la maintenance (points-tests de contrôle, détection des « points faibles » à vérifier périodiquement...) et sur le dépannage éventuel.

II - Le mesurage des grandeurs électriques

Thème : Les sources de courant et de tension et les appareillages et matériels utilisés pour les mesurages en électricité.

MESURE N° 1

1. REPÉRAGE DES SOURCES D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE DE LA SALLE DE MESURES ET ESSAIS

Sur le pupitre de la table de manipulations, identifier les sources disponibles en continu — et alternatif sinusoïdal ∿ 50 Hz du réseau EDF, fixes et réglables. Établir le schéma d'implantation des borniers sur le pupitre en précisant les tensions et courants disponibles.

TRAVAUX PRATIQUES 1

Travail à effectuer
Utilisation du voltmètre en — et ∿

On dispose d'un voltmètre dont le cadran porte les indications suivantes :

Ⓥ marque = AOIP - H7 - ≅50 ☆2 ⌐0,5 ㉘ ⫴

Interpréter les symboles (doc/annexe).

Pour mesurer les tensions du *réseau EDF 380 V triphasé* (3∿) 50 Hz on choisit le calibre immédiatement supérieur disponible, soit ici **calibre = 600 V**. Le *calibre* indique la plus forte valeur mesurable par l'appareil. Soit dans ce cas, pour un voltmètre *analogique*, la tension correspondante à la déviation maximale de l'aiguille sur le cadran. L'échelle de graduation comporte *300 divisions*.

* La remise à zéro est vérifiée. La lecture effectuée est $L = 191$ *divisions*.

* Brancher l'appareil avant la mise en « marche » de la source.

Déduire la *mesure* correspondante de la tension.

On détermine le coefficient de lecture :

$$k = \frac{\text{calibre}}{\text{échelle}} = \frac{600\ \text{V}}{300\ \text{div}} = 2\ \text{V/division}$$

donc la mesure (approchée) est :

$$U = 2 \times 191 = 382\ \text{V}$$

LA NOTION D'INCERTITUDE

Mais une mesure ne peut être qu'approchée et on ne peut connaître qu'un encadrement ou intervalle de confiance de la valeur exacte. Cette appréciation de l'incertitude commise sur la mesure se détermine à l'aide de la **classe** de précision donnée par le constructeur.

Ici la classe = 0,5 ; la classe donne l'*incertitude absolue* ΔU en pourcentage de la déviation maximale, donc du calibre. Classe 0,5 signifie que :

$$\Delta U = \frac{0{,}5 \times 600}{100} = 3\ \text{V}$$

$$\Delta X = \frac{\text{classe} \times \text{calibre}}{100}$$

Quelle que soit la déviation de l'aiguille sur le cadran, on aura pour le calibre 600 V la même incertitude absolue $\Delta U = 3$ V.

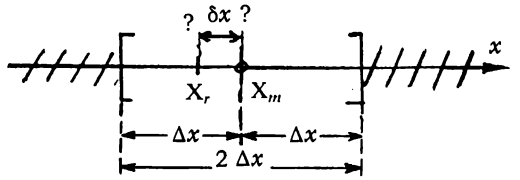
La mesure s'écrit :

$U = 382 \pm 3$ V soit $U \in [379\ \text{V} ; 385\ \text{V}]$

On se rappellera que l'incertitude de mesure est l'estimation du maximum de l'erreur δx, c'est-à-dire sa limite supérieure possible :

$$\Delta x \geq |\delta x| \text{ soit : } \Delta x = \text{Maj. } |\delta x|$$

(incertitude absolue ; majorant ; erreur absolue)



• Encadrement ou intervalle de confiance (marge d'incertitude).

x_r réelle, vraie, inconnue
x_m mesurée, estimation ou valeur approchée

$|\delta x| \leqslant \Delta x$; $x_r \in [X_m - \Delta x ; X_m + \Delta x]$

-le taux d'incertitude (ou incertitude relative) $\frac{\Delta x}{x_m}$ est la précision de la mesure. On a $\frac{|\delta x|}{x_r} \leqslant \frac{\Delta x}{x_m}$

Dans la pratique, on évalue le taux d'incertitude ou *incertitude relative* qui correspond à la **précision** de la mesure (exprimée en pourcentage) soit :

$$\left(\frac{\Delta U}{U_m}\right)\% = \frac{3 \times 100}{382} \approx 0{,}785 \approx 0{,}8\ \%$$

On peut faire directement :

$$\left(\frac{\Delta U}{U_m}\right)\% = \frac{\text{classe} \times \text{calibre}}{\text{U mesurée}}$$

Les classes des appareils courants sont 0,5 et 1 pour les appareils de contrôle et 1,5 ... 2,5 pour les appareils industriels plus robustes.

CONCLUSION

Les résultats des mesures en électricité s'écrivent avec **3 chiffres significatifs** seulement pour une précision de 1 % suffisante dans la pratique.

En effet, le 3e chiffre significatif est incertain à 1 % et de la même manière les résultats des calculs provenant des mesurages sur plusieurs grandeurs s'écriront avec 3 chiffres significatifs. On conservera pour les calculs intermédiaires 4 chiffres significatifs pour « arrondir » le résultat final à 3 chiffres (par défaut si le 4e chiffre est inférieur à 5, par excès s'il est égal ou supérieur à 5).

On doit savoir faire l'inventaire des causes d'erreurs possibles dans les mesurages. On peut distinguer :

— **les erreurs systématiques** (répétitives) dues au défaut de justesse de l'appareil, à la dérive du zéro (vérifier le réglage mécanique du zéro), à l'erreur de parallaxe (utiliser le miroir de parallaxe pour une vision aiguille-image confondues). On doit aussi tenir compte de l'erreur due à la *méthode de mesurage*, du fait de l'introduction des appareils dans le montage [choix du montage convenable en courte dérivation (aval) ou longue dérivation (amont) pour les mesurages avec voltmètre, ampèremètre, wattmètre].

On pourra toujours dans ce cas effectuer une correction si l'on connaît les caractéristiques spécifiques des appareils. Avec les mesureurs actuels, l'erreur de montage reste négligeable par rapport à celle due aux appareils (et évaluée par la classe de précision).

— **les erreurs aléatoires ou fortuites** (imprévisibles et non répétitives) sont dues au défaut de fidélité de l'appareil (vétusté, frottements mécaniques sur les pivots, élasticité des suspensions à ruban ou des ressorts spiraux, variations des grandeurs avec le milieu ambiant, température, humidité...). On n'oubliera pas les possibilités d'erreurs de lecture grossières de l'opérateur (donnant par exemple une mesure supérieure au calibre utilisé !).

Attention : Une faute courante consiste à cumuler l'incertitude due à la classe de l'appareil et l'incertitude de lecture (fonction de la finesse de la graduation, de l'aiguille). Or, lorsque le constructeur détermine la classe, il tient compte de l'incertitude de lecture.

TRAVAUX PRATIQUES 2

Contrôle d'une source de courant continu

Pour contrôler la source de tension continue (redressée) variable 0-230 V, on utilise le voltmètre suivant :

Ⓥ AOIP $\overset{1,5}{\sqsubset}$ Ω calibre 300 V - échelle : 150 divisions

a) On règle la source variable pour obtenir U = 220 V. Quelle doit être la déviation correspondante de l'aiguille ?

b) Apprécier les incertitudes absolue et relative et donner le résultat de la mesure sous forme d'encadrement.

On désire ensuite, avec le même appareil, *sur le même calibre* contrôler la source de tension stabilisée 0-30 V continu (redressée-régulée).

c) Régler la tension de sortie de l'alimentation à 24 V. Indiquer la déviation correspondante de l'aiguille, donner les incertitudes et le résultat de la mesure.

d) Tirer une conclusion très importante et proposer une solution justifiée permettant une mesure acceptable dans ce dernier cas.

INDICATIONS

a) On a $k = \frac{300}{150} = 2$ V/div soit pour U = 220 V une déviation de l'aiguille de $\frac{220}{2} = 110$ divisions.

b) $\Delta U = \frac{1,5 \times 300}{100} = 4,5$ V

et $\left(\frac{\Delta U}{U_m}\right)\% = \frac{4,5 \times 100}{220} \simeq 2\,\%$; U ∈ [215 V ; 225 V].

c) On a pour U = 24 V une déviation de $\frac{24}{2} =$ 12 divisions mais ΔU reste la même pour toute l'étendue de l'échelle ΔU = 4,5 V ; soit $\left(\frac{\Delta U}{U_m}\right)\%$ telle que $\frac{4,5 \times 100}{24} \simeq 19\,\%$! et U ∈ [19 V ; 29 V]. Une telle dispersion est inacceptable !

d) Cette incertitude inacceptable est due à la faible déviation de l'aiguille, donc à un calibre choisi trop grand par rapport à la valeur mesurée ; d'où la conclusion suivante, « règle d'or » du bon manipulant :

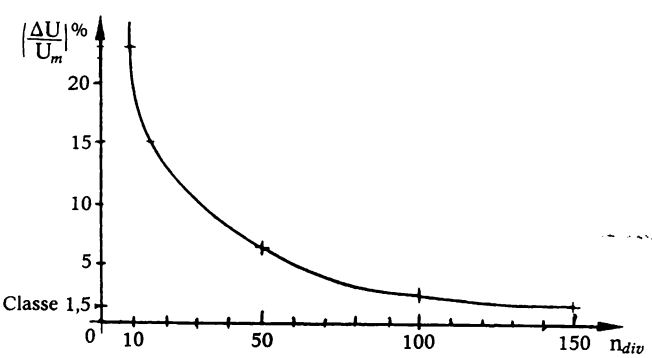
CONCLUSION

Choisir le calibre de l'appareil tel que la déviation se situe dans le dernier tiers de la graduation, c'est-à-dire toujours utiliser le plus petit calibre possible compatible avec la valeur mesurée.

Dans notre exemple, on choisira le calibre 30 V tel que pour ΔU = 0,45 V on aura $\left(\frac{\Delta U}{U_m}\right)\% = \frac{0,45 \times 100}{24}$ $\simeq 1,9\,\% \simeq 2\,\%$; $\left(\Delta U = \frac{1,5 \times 30}{100} = 0,45 \text{ V}\right)$ et U ∈ [23,5 ; 24,5 V].

À titre d'exercice, on construira pour le voltmètre calibre 300 V - 150 div classe 1,5 la courbe de :

$$\left(\frac{\Delta U}{U}\right)\% = f(n_{div})$$



• *Indications :* on établit d'abord l'équation de la courbe, soit :

$$\left(\frac{\Delta U}{U_m}\right)\% = \frac{\text{classe} \times \text{calibre}}{U_m}$$

et :

$$\left(\frac{\Delta U}{U_m}\right)\% = \frac{\text{classe} \times \text{calibre}}{\frac{\text{calibre}}{\text{échelle}} \times n_{div}}$$

$$\Rightarrow \left(\frac{\Delta U}{U_m}\right)\% = \frac{\text{classe} \times \text{échelle}}{n_{div}}$$

$$\Rightarrow \left(\frac{\Delta U}{U_m}\right)\% = \frac{1{,}5 \times 150}{n} = \frac{225}{n_{div}}$$

$\left(\frac{\Delta U}{U_m}\right)\%$	∞	22,5	15	3	2,25	1,5
n_{div}	0	10	15	75	100	150

• La courbe obtenue est une branche d'hyperbole équilatère $\left(y = \frac{a}{x}\right)$.

Dans la pratique actuelle, on utilise aussi des **multimètres électroniques à affichage numérique** à cristaux liquides. Par comparaison avec les appareils analogiques à aiguille, ils présentent certains avantages :

— Appareils robustes, non tributaires d'un équipage mobile fragile mécaniquement, ils sont, eux, équipés de circuits intégrés spécialisés fiables et précis. Ils assurent des mesurages multifonctions et disposent d'accessoires spécifiques (sondes haute-tension, de température, photométriques, de télévision, pinces et shunts ampèremétriques...).

— Leur impédance d'entrée est élevée : $Z_e \simeq 10$ à 20 MΩ dans une gamme de fréquence plus étendue.

— La lecture directe et l'utilisation sont très faciles et leur prix compétitif.

Ils sont bien adaptés au contrôle et à la maintenance des installations électriques où les grandeurs sont peu fluctuantes.

Cependant les *mesures analogiques* conservent une place privilégiée pour les mesurages sur les plates-formes d'essais de machines électriques :

— On peut suivre plus facilement les variations et évolutions des grandeurs électriques, alors que la lecture est difficile en numérique du fait du « défilement » de l'affichage. Les constructeurs proposent maintenant des mesureurs à 2 lectures, par affichage numérique et analogique. Par exemple, le MAN'X-TOP PLUS de CDA-Chauvin-Arnoux en efficace vrai TRMS pour la mesure en signaux déformés non sinusoïdaux ; le MX 573 ITT-Métrix-TRMS avec galvanomètre à bandes tendues au lieu d'équipage mobile à pivots ; l'analyseur de courant à pince série F-TRMS, géré par microprocesseur de CDA pour les mesurages en électronique de puissance.

En « numérique », la précision donnée par le constructeur permet une appréciation rapide de l'incertitude. **Par exemple** avec le MX512-Métrix on a : affichage 2 000 points de 0000 à 1999 et sur le calibre 1 000 V ⎓ une précision indiquée de $\boxed{\pm (0{,}5\ \%\ L + 1\,UR)}$ où L est la lecture affichée et UR l'unité de représentation selon la recommandation CEI-485 de 1974 (c'est l'unité de la décade de poids le plus faible). On aura :

$$1\,UR = \frac{\text{calibre}}{\text{nombre de points}} = \frac{1\,000\ V}{2\,000\ \text{points}} = 0{,}5\ V.$$

On lit L = 980 V soit une précision de :

$$\pm \left(\frac{0{,}5 \times 980}{100} + 0{,}5\right) \simeq \pm\ (4{,}9\ V + 0{,}5\ V) \simeq \pm\ 5{,}4\ V$$

donc : $U \in [974\ V ; 986\ V]$ et $\frac{\Delta U}{U} \simeq 0{,}6\ \%$.

On choisira la plus petite gamme possible permettant le plus de chiffres significatifs à l'affichage.

TRAVAUX PRATIQUES 3

Mise en évidence de la propriété caractéristique d'un voltmètre

On mesure les tensions aux bornes des résistors R_1 et R_2 constituant le diviseur de tension (fig. 1).

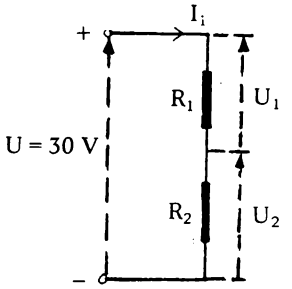


Fig. 1

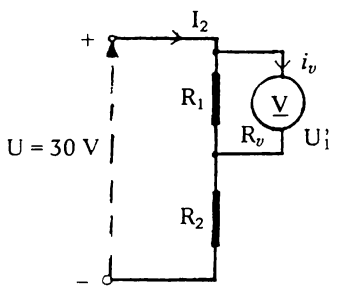


Fig. 2

$R_1 = R_2$ 150 kΩ - *5 % - Série E24 - 1/2 W*

Comparer avec les mesures obtenues au Ⓥ numérique (M × 512 - ITT - Métrix - résistance d'entrée ≃ 10 MΩ)

1. Déterminer le courant I_1 et les tensions U_1 et U_2.

2. Le mesurage est effectué à l'aide du voltmètre

Ⓥ AOIP-2H301 - ⎓ ⎓ 25-5 000 ☆ 0,5 1,5 ⎓ (42) Ω

1 000 Ω/V. Calibre 30 V

Interpréter les symboles graphiques. Que signifie l'indication 1 000 Ω/V ?

On réalise le branchement du voltmètre en *dérivation* sur R_1. Déterminer (fig. 2) la résistance équivalente $\{R_1 // R_v\}$ (R_v est la résistance du voltmètre sur le calibre 30 V), le courant I_2 et la tension U'_1 mesurée.

Tirer la conclusion pratique : perturbation introduite par le branchement du voltmètre, et proposer une solution permettant de négliger cette perturbation.

3. On remplace le voltmètre ci-dessus par un voltmètre ITT - MX029 - calibre 30 V - classe 1,5 - 20 kΩ/V

Reprendre les calculs ci-dessus dans ce cas, comparer et conclure. Quelles seraient alors les incertitudes ΔU et $\frac{\Delta U}{U_m}$?

On choisit ensuite le calibre 15 V. Refaire les calculs concernant la perturbation introduite par le voltmètre et les incertitudes. Comparer et conclure sur le choix à adopter. Effectuer les mesurages du TP3.

• Données complémentaires

Sur la figure 3, on représente le montage du voltmètre aux bornes du dipole récepteur AB, ici un résistor R. On mesure la tension (ou ddp) $U = V_A - V_B$. Ⓥ consomme le courant $i_v = \frac{U_m}{R_v}$ et perturbe le régime initial. Pour que la perturbation soit négligeable, il faut réaliser la condition $i_v \ll I$; $R_v \gg R$.

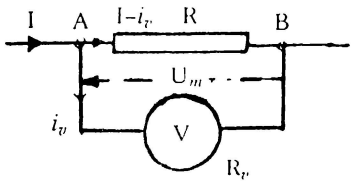


Fig. 3

Le voltmètre doit être un appareil de **grande résistance interne R_v**, donc consommer un très faible courant i_v.

Le constructeur indique la *résistance spécifique* ρ en Ω/V, permettant le calcul de R_v suivant le calibre utilisé. On tire $R_v = \rho_{(\Omega/V)} \times \text{calibre}_{(V)}$: ici pour $\rho = 1\,000\ \Omega/V$ et calibre 30 V on a $R_v = 30 \times 1\,000 = 30\ k\Omega$. Le courant $i_{v\,max}$ dérivé dans Ⓥ est

$$i_{v\,max} = \frac{\text{calibre U}}{R_v} = \frac{30\ V}{30\ k\Omega} = 1\ mA$$

soit $i_{v\,max} = \frac{1}{\rho}$ avec $\rho = 1\ k\Omega/V$. Un voltmètre de bonne qualité pour les mesures électroniques doit avoir ρ élevée (cas de mesurages en courants faibles). Pour que la mesure soit acceptable, donc la perturbation introduite par le branchement de Ⓥ négligeable (≃ 1 %), on doit avoir $R_v \gg R$ soit $R_v \geq 100\ R \Rightarrow i_v \leq \frac{I}{100}$. En effet, la résistance équivalente de $\{R_v // R\} = \frac{R_v.R}{R_v+R} = \frac{R}{1 + \frac{R}{R_v}}$

et si $\frac{R}{R_v} \leq \frac{1}{100} \Rightarrow \{R_v // R\} \simeq R$

CONCLUSION : *Choisir Ⓥ de résistance spécifique élevée pour les mesurages en courants faibles (en électronique) donc des tensions mesurées aux bornes de composants à résistance élevée.*

2. OBSERVATION DES FORMES DES TENSIONS DES SOURCES DISPONIBLES À L'OSCILLOSCOPE

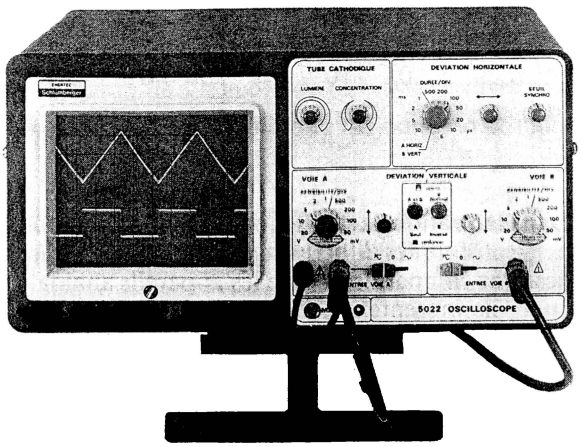
On observera les tensions des sources de courant continu pur (piles et batteries d'accumulateurs), de courant « continu » redressé et filtré (« ondulé »), de courant alternatif sinusoïdal du réseau EDF.

Attention : Il sera nécessaire d'utiliser pour les tensions supérieures à la **tension maximale admise à l'entrée de l'oscilloscope (250 V)** des *sondes réductrices* calibrées et des *transformateurs d'isolement rabaisseurs* de tension de rapport défini (transformateur de mesure) $\frac{1}{10}, \frac{1}{100}$.

TRAVAUX PRATIQUES 4

Utilisations d'un oscilloscope

L'oscilloscope est un instrument de visualisation des phénomènes électriques indispensable au technicien. On l'utilisera le plus souvent possible, chaque fois que l'occasion se présentera. Il n'y aura donc pas de chapitre ou de séance réservée spécifiquement à son étude et à son usage. Le travail en travaux pratiques mesures se fait en « binôme » sur l'oscilloscope.



Doc. Enertec Schlumberger.

Rappels :

— Structure fonctionnelle, constitution et fonctionnement sommaire d'un oscilloscope.

— Identification des commandes et réglages disponibles sur la platine avant. Se référer à la notice constructeur.

Prescriptions de sécurité :

— Mise à la terre de toutes les parties métalliques accessibles au toucher (connexion de masse).

— Pour tout mesurage de tension ou courant issus du réseau, il est indispensable d'utiliser un *transformateur d'isolement*. L'autotransformateur (« alternostat »...) est à prohiber puisque non isolé du réseau au secondaire.

— Les entrées des signaux indiquées par le signe ⚠ supportent une tension maximale précisée par le constructeur : 230 V (efficaces) - 50 Hz (Enertec 5022 Schlumberger), 400 V crête (0X710C, 0X750 à mémoire numérique ITT - Métrix)...

L'examen direct de la tension du réseau est absolument à proscrire (risque d'électrocution si l'appareil n'est pas relié à la terre et risque de court-circuit si la phase du secteur est branchée sur l'entrée « masse » de l'oscilloscope reliée normalement à la prise de terre par le cordon d'alimentation).

Avant toute utilisation de l'oscilloscope, consulter et exploiter la notice du constructeur.

TRAVAIL À EFFECTUER/TP4 : UTILISATION DE L'OSCILLOSCOPE EN VOLTMÈTRE

1. Mise en service

Vérifier la tension secteur et la position du sélecteur réseau (face arrière).

Sans signal d'entrée :

— Avec sélecteur de couplage d'entrée sur 0 ou GND (masse), placer les commandes de réglage (face avant) à mi-course et faire apparaître les deux traces horizontales en « bicourbe » (après mise en marche).

Attention : Ne pas laisser le « spot » immobile sur l'écran (risque de destruction de la couche fluorescente). Se rappeler qu'en mode « déclenché » (trigger) aucune trace n'apparaît s'il n'y a pas de signal d'entrée. Donc nécessité du balayage (déviation horizontale du spot), c'est-à-dire déclenchement de la base de temps (BT) en « mode automatique », étalonnée sur la durée 1 ms/cm.

— Action sur les réglages de « lumière » (intensité, luminosité, brillance), « concentration » (finesse, focalisation) de la trace.

— Action sur les « cadrages » vertical ↕ et horizontal ↔ pour centrer les deux traces sur l'axe de référence choisi, et repérer les traces A et B.

Avec signal d'entrée : fonctionnement de l'oscilloscope en Y (t) pour observer une tension sinusoïdale suivant le *montage (fig. 1)* en « mono-courbe » (avec une seule trace). L'entrée du signal se fait par cordon coaxial sur fiche BNC, ou par cordons à fiches ∅ 4 mm sur douilles, ou par sonde réductrice en Y_A (Y et masse). Le sélecteur d'entrée est sur la position DC (−).

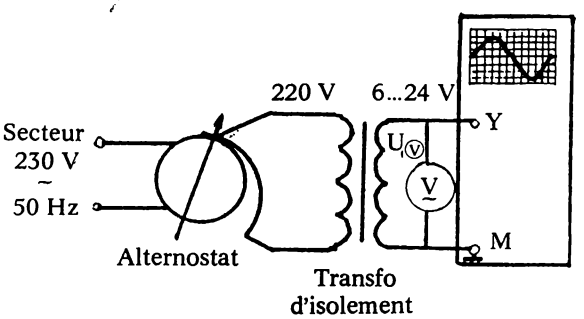


Fig. 1

• **Indications sur l'entrée des signaux**

Le sélecteur de couplages d'entrée a 3 positions :

— *en position « DC »* (⎓ ou AD-DC ⎓), le signal composite (composantes continue et alternative superposée) est transmis intégralement à l'amplificateur vertical Y. C'est la position la plus courante ;

— *en position « AC »* (∿), un condensateur est inséré dans l'entrée, donc « bloque » la composante continue du signal et l'on observe uniquement la composante alternative. C'est le cas de l'observation de l'ondulation d'une tension redressée avec forte composante continue par exemple ;

— *en position « 0 »* (ou GND, ⏚) l'entrée de la voie n'est plus reliée à l'entrée de l'amplificateur mise à la masse de référence (potentiel 0 V ou « point froid »).

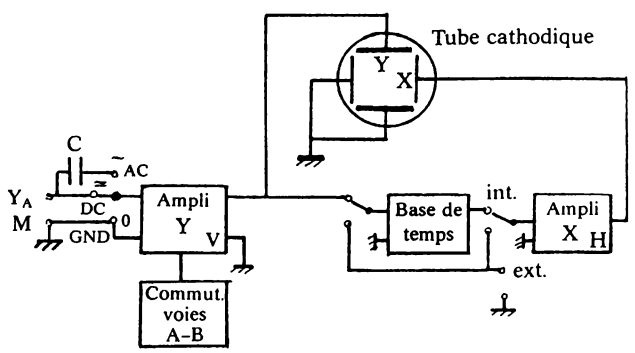


Fig. 2 Synoptique

Cette position permet le centrage de la trace horizontale ↕ sur l'axe de référence choisi sur le réticule gradué (fig. 2).

• **Réglage de la base de temps et synchronisation**

On agit sur la base de temps (qui est un générateur de balayage linéaire en « dents de scie ») étalonnée en durée 5 µs/div à 10 ms/div, le vernier étant en position « calibrage ». On stabilise l'oscillogramme (synchronisation) par la commande de niveau de déclenchement (« seuil-synchro » ou « trigger-level »). Visualiser une ou deux périodes (si $T_{BT} = T$ signal ou si $T_{BT} = \frac{T}{2}$ signal).

On adopte généralement la *position « AUTOMATIQUE » en déclenché* : c'est le signal observé qui déclenche le balayage ; on règle le seuil de déclenchement pour obtenir une image stable et on utilise la position « calibrage » étalonnée permettant la mesure de la période, donc de la fréquence du signal étudié (fig. 3).

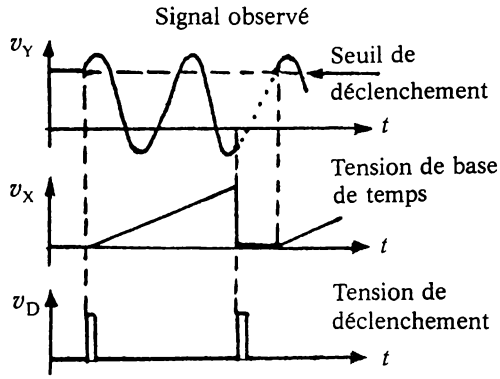


Fig. 3

On remarque que la stabilisation est difficile à obtenir en fonctionnement « relaxé » si on est sur la position calibrage.

On dispose encore d'une entrée « SYNCHRO-EXT » pour la synchronisation par le signal extérieur à observer.

Agir sur la commande de « sensibilité verticale » (vernier en position CALIBRAGE) étalonnée de 5 mv/div à 20 V/div, pour obtenir une courbe « étalée » sur l'écran.

2. Observer et relever l'oscillogramme en Y (*t*) de la tension sinusoïdale $u_{(t)} = \hat{U}$ sin ωt du montage (fig. 1).

On mesure avec un voltmètre ⏚ magnéto-électrique sur position ∿, calibre 15 V, la tension efficace 10 V, réglée par l'alternostat.

Attention : Le Ⓥ ⏚ magnéto-électrique (avec redresseur en pont, 2 alternances) mesure la valeur moyenne de $u_{(t)}$, mais il est gradué en tension efficace U (en tenant compte du facteur de forme $\frac{U_{eff}}{U_{moy}} \simeq 1{,}11$ en redressé double-alternance).

Donc la lecture du magnéto-électrique n'est vraie en efficace que si la tension est de forme sinusoïdale « pure ».

Dans le cas contraire on devra utiliser un appareil ferromagnétique ⧚ ou un appareil numérique spécifié par le constructeur en « efficace vrai » ou RMS (Root Mean Square ≡ racine carrée de la valeur moyenne du carré de $u_{(t)}$...).

Rappel :

On a : pour $y_{(t)}$ périodique quelconque,

$Y_{moy} = \frac{1}{T}\int_0^T y_{(t)} \cdot dt$ et $Y_{efficace} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T y_{(t)}^2 \cdot dt}$

Exploitation de l'oscillogramme de $u_{(t)} = \hat{U} \sin \omega t$ (fig. 4).

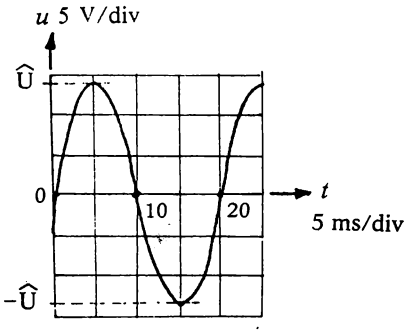


Fig. 4

On mesure 2 Û ≃ 5,6 div ⇒ Û ≃ 2,8 div × 5 V/div ≃ 14 V

Û est la tension maximale ou de crête et 2 Û la tension crête à crête (C à C) sur l'oscillogramme.

La période T (d'une sinusoïde) est de 4 × 5 ms/div soit 20 ms, donc on retrouve la fréquence du réseau $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{20 \times 10^{-3}} = 50$ Hz ; l'équation de $u_t = 14 \sin 314\, t$.

On vérifie que le rapport $\frac{\hat{U}}{U_{\text{Ⓥ eff}}} \simeq \frac{14}{10} = 1{,}4 = \sqrt{2}$; soit $\hat{U} = U\sqrt{2}$ et $U = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}$

Remarques :

— si l'on positionne le Ⓥ en « *continu* » on obtient bien $U_{moy} = 0$ V du fait de la symétrie des 2 alternances de *u* sinusoïdale (dit « alternatif ») ;

— si l'on coupe la Base de temps de l'oscilloscope, on obtient un trait vertical d'amplitude 2 Û (mesure plus facile).

3 - Observer et relever les oscillogrammes des tensions fournies par un ***générateur de fonctions*** étalonné, à fréquence variable, de formes ∿, ⎍⎍, ∿∿ en basse fréquence (fig. 5).

Mesurer U efficace avec un millivoltmètre magnéto-électrique, ferro-magnétique et numérique en RMS. Comparer les mesures obtenues et conclure. On complétera les tableaux des mesures ci-dessous.

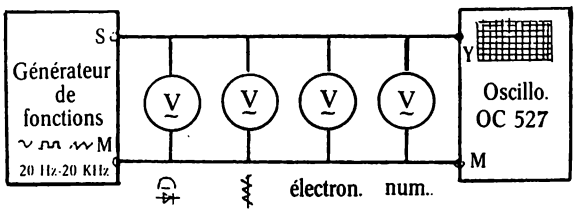


Fig. 5

Générateur de fonctions MAE 143 - LME
Oscilloscope OC 527 - Schlumberger
Ⓥ ∩ AVOIP3 - cl 1,5 - 2 kΩV - Cal. 10 V
Ⓥ ⧓ Chauvin - Arnoux Polycontrol 31 - Cal. 30 V - *i* = 100 mA (ou Poly CA 780)
Ⓥ numérique - AOIP - Multi 1000 - Cal. 10 V
Ⓥ électronique - Philips PM 2401 - Cal. 10 V

• **Remarque :** on a choisi des appareils courants mais on peut employer des appareils récents plus performants, par exemple les multimètres numériques en *efficace vrai* (true RMS) MNK 179, MX 579, MX 573 (Métrix), ou MAX 2000...3000, CONPA 2011 (analogique-numérique) (Chauvin-Arnoux). Ces appareils seront indispensables pour l'étude des systèmes électroniques (alimentation à découpage, onduleur, hacheur, redresseur, systèmes à triacs et thyristors...)

a. Influence de la forme d'onde

à *f* = 50 Hz constante et G^eur réglé sur 10 × 1 000 mV (atténuateur)

Forme d'onde	Û à l'oscillo U_{eff} calculée (V)	Ⓥ ∩ (V)	Ⓥ ⧓ (V)	Ⓥ (V) électron	Ⓥ (V) num.	oscillogrammes	conclusions
sinusoïdale ∿	Û = 27 V $U = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} = \frac{13{,}5}{\sqrt{2}} \simeq 9{,}6$ V	9,5⁺	9,5	9,4	9,4⁺	Û = 13,5 v 0 10 20 $t_{(ms)}$	en sinusoïdal pur mesures identiques
carrée ⎍⎍	Û = 18 V $U = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \simeq 12{,}7$ V	14,5	12,6	14,3	14,1	Û = 18 v 0 10 20 $t_{(ms)}$	en carré seul le ferromagnétique indique la $V_{efficace}$
triangulaire ∿∿	Û = 13 V $U = \frac{\hat{U}}{\sqrt{3}} \simeq 7{,}5$ V	6,8	7,5	6,9	7,1	Û = 13 v 0 20 40 $t_{(ms)}$	en triangulaire seul le ferromagnétique est utilisable

Les Ⓥ électronique et numérique utilisés ici ne sont pas en TRMS. (Voir la remarque ci-dessus) ; le Ⓥ ⧓ indique la valeur efficace vraie quelque soit la forme d'onde, mais il a une consommation importante et ne peut être utilisé en électronique ; le POLYCA 780 est plus performant.

Le Ⓥ ∩ n'est utilisable qu'en sinusoïdale pur pour lequel il est étalonné.

b. Influence de la fréquence

en sinusoïdal à tension constante
atténuateur sur 10 mV × 1 000

f (Hz)	Ⓥ Ω (V)	Ⓥ ⧓ (V)	Ⓥ électron (V)	Ⓥ num (V)	conclusions
25	9,2	9,3	9,2	9,3	
50	9,5⁺	9,5⁺	9,4	9,4⁺	
100					
500		7,5		9,5⁺	
1000		5	9,5	9,4	
5000	9,4⁻	0		8,2⁻	
10000					
15000					
20000	8,6	0	9,6	0,5	

À l'oscilloscope, on relève pour cal. Y = 10 V/div. 2,7 div soit $U_{càc} \simeq 27$ V et $\hat{U} \simeq 13{,}5$ V donc :

$$U_{efficace} = \frac{13{,}5}{\sqrt{2}} \approx 9{,}5 \text{ V}$$

(au lieu de 10 V affiché à l'atténuateur du fait de la perturbation apportée par le Ⓥ ⧓ de faible impédance d'entrée).

On complétera le tableau des mesures.

Déterminer la bande passante en fréquence de chaque Ⓥ à -3 dB, c'est-à-dire pour $\frac{U_0}{\sqrt{2}}$ (U_0 tension lue pour la fréquence moyenne d'étalonnage).

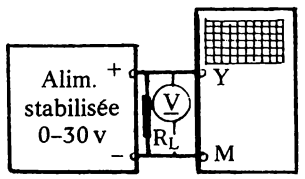
Les appareils de mesurage en « valeur efficace vraie » TRMS sont constitués d'un circuit intégré spécialisé de conversion RMS possédant un circuit multiplicateur (élévation au carré de u) muni de filtre intégrateur et un circuit extracteur de la racine carrée. On réalise ainsi l'opération $U_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2\,dt}$ de définition de la valeur efficace.

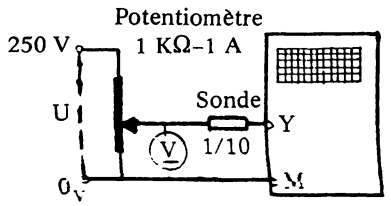
Conclusion

Dans la pratique, les courants (ou tensions) sinusoïdaux sont *déformés* par la saturation des circuits magnétiques (bobinages, transformateurs...) et il s'ensuit des « erreurs cachées » de mesurage des valeurs efficaces qui peuvent être importantes, mais que l'on ignore fréquemment en manipulations et travaux pratiques. Aussi il conviendra d'être prudent et de vérifier les formes d'ondes à l'aide de l'oscilloscope et d'**utiliser des appareils spécifiés TRMS.**

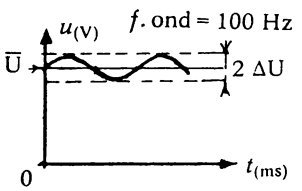
4. Mesurage de tension continue, redressée, filtrée

On utilisera une pile 4,5 V, une alimentation stabilisée variable 0,30 V ou l'alimentation « continue » 0-250 V-30 A de la table d'essais (avec sonde réductrice $\frac{1}{10}$) (fig. 6).

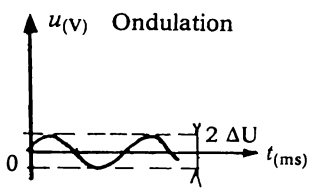




Source redressée
filtrée 0-250 V-30 A



Oscilloscope
en position DC



Oscilloscope
en position AC

Fig. 6

Vérifier la correspondance des mesures au Ⓥ et à l'oscilloscope avec amplificateur vertical en position calibrage en V/div ; on doit obtenir $\frac{U_{Ⓥ}}{D_{div}}$ = sensibilité affichée en V/div.

En position DC on évalue la composante continue $\overline{U}$ de la tension redressée filtrée.

En position AC la trace horizontale revient à 0 sur l'axe de référence horizontal. On mesure $2\Delta U$ et U_{eff} vraie en RMS et on peut déduire le taux d'ondulation :

$$\tau = \frac{U \text{ ondulation}_{eff}}{\overline{U} \text{ moyenne continue}}$$

MESURE N° 2

Le contrôle de l'installation de distribution d'énergie électrique

1. REPÉRAGE DES DISPOSITIFS ET APPAREILLAGES de commande, de contrôle et de protection installés dans l'armoire et sur le tableau de distribution, sur les tables et pupitres de manipulations de la salle d'essais et mesures :

1.1. Consulter les notices techniques d'installation.

1.2. Mode opératoire de mise en route, réglage des sources variables, d'arrêt. Précautions essentielles et opérations de maintenance et visites périodiques.

1.3. Revoir sur le cours de technologie d'équipements les dispositifs de commande et de protection.

1.4. Rappeler les dangers du courant électrique

2. VÉRIFICATION DE L'ISOLEMENT DES LIGNES DE DISTRIBUTION à l'aide de mesureurs d'isolement : procédé, précaution, utilisation des mesureurs (ohmmètre à magnéto, mégohmmètre électronique).

2.1. Mesure de la résistance d'isolement en installation Basse Tension (BT - réseau 220/380 V... 380/660 V - 50 Hz triphasé EDF) suivant la norme NFC 15-100.

La norme impose à la mise en service par l'installateur, puis périodiquement par l'utilisateur, la mesure d'isolement sous tension 500 V ⎓ entre conducteurs actifs et conducteurs et terre. On doit aussi vérifier la continuité du conducteur de protection (vert-jaune) réalisant la liaison des masses d'appareillages à la terre (⏚) (terre des masses d'utilisation).

Il faut tenir compte des différents régimes de neutres = TT, IT, TN, TNC, TNS. (Voir cours de technologie ou Mémotech électrotechnique.)

Pour la vérification de l'isolement **la source est déconnectée du réseau** (avec panneau de signalisation «ARRÊT pour TRAVAUX» sur la ligne).

— isolement entre conducteurs : les appareils d'utilisation (récepteurs) sont débranchés.

— isolement entre conducteurs et terre : les appareils récepteurs sont branchés.

La résistance d'isolement $R_i > 1\,000\ \Omega/V$ de la tension nominale entre phase pour une ligne de longueur < 100 m, soit une R_i minimale > 250 kΩ sous U = 500 V ⎓ (R_i > 500 kΩ pour locaux d'habitation). Pour les appareillages (NFC 20-030) et matériels (machines) on doit avoir $R_i > 1$ MΩ (7 MΩ pour une isolation renforcée). La mesure s'effectue après 30 s ou 1 min de l'application de la tension d'essais. Si le quotient d'absorption diélectrique $\frac{R_i\ (1\ min)}{R_i\ (30\ s)} > 1{,}25$ l'isolement est correct. À la construction de l'appareillage ou de l'installation la tension d'essais diélectriques est de $2\ U_{nominale} + 1$ kV.

2.2. Les mesureurs d'isolement

Ce sont des générateurs de tension continue 500 V ⎓ statiques (transistorisés) ou à « magnéto » (avec redressement et filtrage, pour chantiers) mesurant des R_i de 100 à 200 MΩ. Pour les isolations renforcées, on dispose d'appareils de 1 kV à 5 kV.

Exemples : mégohmmètres Chauvin-Arnoux-types ISOCA, IMEG 500 V, ISOL 1 à 5 kV, ELECTRA, ISOTER à affichage numérique 500 V pour artisan installateur et entretien sur chantiers.

TRAVAUX PRATIQUES 1

Mesurage de la résistance d'isolement

Mesurer la résistance d'isolement entre lignes d'alimentation et entre lignes et terre et masse du châssis de la table d'essais et mesures. Signaler les défauts d'isolement éventuels.

Mesurer la résistance d'isolement sur machine rotative, machine statique (transformateur), récepteurs d'utilisation courante (fer à souder).

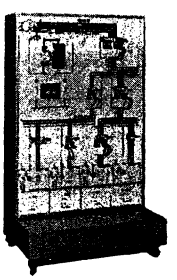
On utilisera un ohmmètre à magnéto à manivelle et un ohmmètre statique à affichage numérique.

3. ORGANISATION DE LA DISTRIBUTION D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

TRAVAUX PRATIQUES 2

Les régimes du neutre

L'étude expérimentale des 3 régimes ou schémas de base TT, TN, IT peut se faire en situation réelle sur l'installation des ateliers et des laboratoires de mesures et essais d'électro-technique, puis en simulation de la situation de défaut d'isolement sur une maquette (photo ci-dessous : Maquette pédagogique Merlin-Gerin).



Doc. Merlin-Gerin

3.1. Le régime TT

Préparation

a) Rappeler la définition, le schéma de base, les caractéristiques essentielles et son identification.

b) Mise en situation : envisager un défaut d'isolement, phase en contact avec la masse d'un récepteur (résistance du défaut $R_d \approx 0\ \Omega$ dans le cas le plus défavorable). Indiquer sur le schéma TT le trajet du courant de défaut I_d. Évaluer I_{d_1} et le potentiel U_{d_1} entre masse et terre d'utilisation (T_u) du récepteur ① en défaut, puis le potentiel $U_{d_{1\text{-}2}}$ entre masses de deux récepteurs voisins. On prendra comme hypothèses :
— Résistance de terre du neutre au transformateur de distribution $R_{T_n} = 10\ \Omega$; résistance de terre des masses d'utilisation (des équipements récepteurs) $R_{T_u} = 20\ \Omega$; tension limite de seuil de tension dangereux $U_L = 25$ V; résistance du corps humain la plus défavorable $R_h = 1\ k\Omega \gg R_{T_u}$.

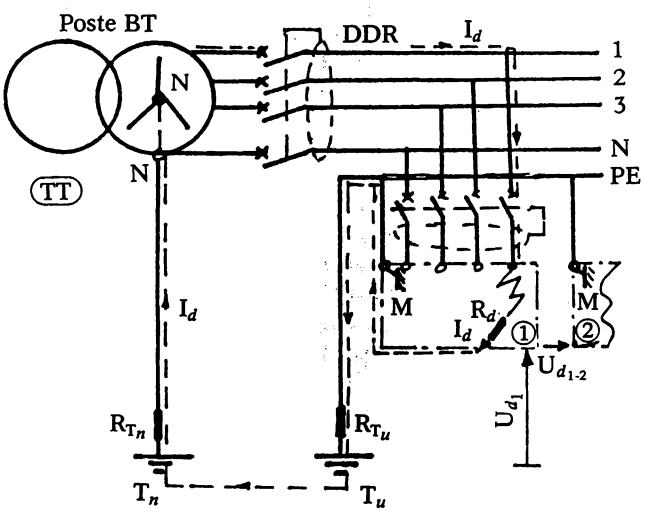
c) Conclusions : si vous jugez la situation dangereuse que proposez-vous comme dispositifs de protection ? Indiquez ses caractéristiques (seuil de réglage de déclenchement I_{Δ_n}) pour justifier son choix suivant le local et son environnement.

On insistera sur la nécessité du contrôle et de la maintenance des dispositifs de protection, du mesurage périodique de la prise de terre ($R_{T_u} < R_{T_u}$ max). Dans le cas d'une protection « sélective » indiquez la place et les caractéristiques des disjoncteurs.

Étude expérimentale

En situation de fonctionnement normal, puis ensuite en situation de défaut mesurer I_d, U_d; vérifier le déclenchement du disjoncteur et régler éventuellement le seuil $I_{\Delta_n} \leq \dfrac{U_L}{R_{T_u}}$. Comment procédez-vous sur la « maquette MG » pour les mesurages en « défaut » ?

Indications :



Secondaire du transformateur BT : U = 380 V; V = 220 V, phase-neutre.

Le fil neutre est distribué ; les masses d'utilisation sont interconnectées par le conducteur de protection (PE) vert-jaune et à la prise de terre T_u. Les terres T_n et T_u séparées. C'est le cas du réseau publique EDF qui ne nécessite pas de surveillance spéciale ; la protection des personnes est assurée par disjoncteur différentiel (DDR).

• **Calculs :** le défaut franc d'isolement entre ph1-Masse ① entraîne

$$I_d = \frac{V_{1\text{-}N}}{R_d + R_{T_u} + R_{T_n}} = \frac{220}{0 + 20 + 10} \simeq 7{,}3\ \text{A}$$

$$U_{d_1} = V_{1_n} \cdot \frac{R_{T_u}}{R_d + R_{T_u} + R_{T_n}} = 220 \cdot \frac{20}{30} \simeq 147\ \text{V}$$

ou $U_{d_1} = R_{T_u} \times I_d = 20 \times 7{,}3 \simeq 146$ V
$> UL = 25$ V ... 50 V.

Donc *danger* et nécessité de protection contre les contacts indirects : déclenchement du dispositif « déclencheur à courant différentiel résiduel » (DDR) si $U_d > U_L$ soit $I_d > I_{\Delta_n}$; le seuil de réglage du DDR est $I_{\Delta_n} \leq \dfrac{U_L}{R_{T_u}}$; soit ici $I_{\Delta_n} \leq \dfrac{25}{20} \simeq 1{,}25$ A. On peut proposer un DDR entête de 650, 500 ou 300 mA (si locaux à risques d'incendie).

• On doit soigner la prise de terre de l'installation pour que R_{T_u} soit aussi faible que possible. Pour I_{Δ_n} = 300 mA on doit avoir R_{T_u} max $= \dfrac{U_L}{I_{\Delta_n}} = \dfrac{25}{0{,}3} \simeq 83\ \Omega$
On devra choisir un DDR à déclenchement rapide de classe TO2 (30 ms).

• Pour une protection sélective, on peut prendre un DDR temporisé entête (250 ms - 0,5 A) et des DDR rapides, haute sensibilité 30 mA ... 10 mA pour l'alimentation des récepteurs mobiles.

• **Domaines d'exploitation :** distribution domestique, petite entreprise, établissements d'enseignement avec locaux de travaux pratiques.

• **Justifier les mesures obtenues** en fonctionnement normal, puis défectueux et expliquer les causes des différences éventuelles avec les calculs de la préparation. Pour enregistrer les mesures U_d, I_d, en situation de défaut, on devra placer le DDR hors circuit.

3.2. Le régime TN

Préparation

Reprendre le plan d'étude de 3.1.

a) Définitions des régimes TNC et TNS, schémas, caractéristiques et identification, domaines d'application.

b) Mise en situation de défaut d'isolement entre phase et masse. Par quoi se traduit ce défaut ? Quel dispositif de protection faut-il adopter ? Quelles sont ses caractéristiques essentielles ? Quelles précautions doit-on adopter si la longueur du câble d'alimentation est trop importante ?

Étude expérimentale

Sur la maquette vérifier le déclenchement éventuel des disjoncteurs dans les différents cas. Quels sont les risques si le conducteur de protection est coupé ?

Pour l'étude détaillée de ce chapitre, on consultera la norme NF C15-100, ainsi que les ouvrages de technologie spécialisés, publiés aux Éditions CASTEILLA :
— Cahier de technologie : Électrotechnique - Distribution basse tension - Protection des personnes de M. Proal - *Educalivre*.
— Technologie de l'électrotechnique. Tome 2 de Y. Déplanche - C. Lassort - P. Saüt - *Educalivre*.
— Mémotech électrotechnique. R. Bourgeois - D. Cogniel - *Educalivre*.

Indications

Les réseaux avec mise au Neutre du transformateur des masses d'utilisation et à la terre T_u par un conducteur de protection confondu avec le neutre (PEN) en régime TNC (4 fils) ou par PE séparé du neutre distribué en régime TNS (5 fils) sont de mise en œuvre délicate et complexe, en distribution par poste privé.

Le défaut d'isolement se traduit par un « court-circuit » entre phase et neutre. La protection est assurée par disjoncteur magnéto-thermique, instantanément. Le déclenchement par « magnétique » et préféré au « fusible », mais les deux dispositifs peuvent être associés. Les contraintes thermiques sont importantes.

Dans le cas d'un départ long, l'impédance Z_s de la boucle de défaut (trajet du courant I_d) est élevée et le disjoncteur magnéto-thermique n'assure pas la protection contre les contacts indirects. Pour y remédier, on peut augmenter la section du conducteur PE, ou utiliser un disjoncteur ultra-rapide (courbe type L de déclenchement, couleur verte), ou utiliser un DDR sur le départ d'un récepteur éloigné et à risques. On peut en situation de défaut enregistrer la tension de défaut U_d et déduire le temps de coupure à l'aide d'un oscilloscope à mémoire 0 × 750 métrix.

Le régime TNC est imposé pour les départs de forte section > 10 mm². Si le conducteur PEN est coupé, les masses en aval sont portées à la tension simple V dès qu'un récepteur monophasé est branché sur le réseau. Ce risque n'existe plus en TNS.

Le régime TN nécessite une surveillance particulière par un personnel de maintenance compétent.

3.3. Le régime IT

Préparation

Reprendre le plan d'étude de 3.1.

a) Définition du régime IT, shéma, caractéristiques et identification, domaines d'application.

b) Mise en situation de défaut d'isolement : *au 1er défaut* (simple) montrer que I_d est faible et U_d non dangereux, donc le déclenchement est inutile et permet la continuité d'exploitation du réseau.

Cependant pourquoi et comment signaler, puis localiser et enfin éliminer ce premier défaut ? Quels sont les appareillages utilisés à cet effet et leur principe de fonctionnement ?

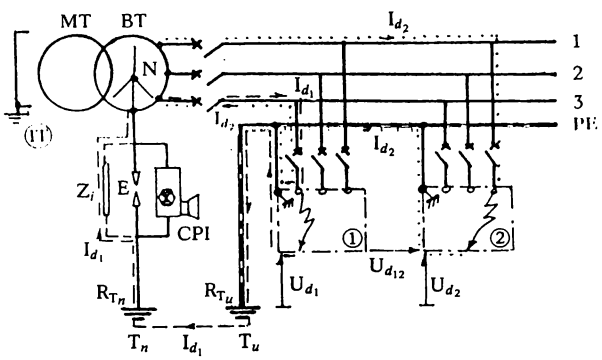
Au 2e défaut (double) cumulé au 1er défaut non éliminé, et intervenant sur un autre conducteur actif, montrer la nécessité du déclenchement instantané du dispositif de sécurité. Conclusions.

Hypothèses de calcul : $R_{T_n} = 10\ \Omega$, $R_{T_u} = 20\ \Omega$, Z_i équivalente (Neutre isolé ou impédant) ≃ 3,5 kΩ.

Étude expérimentale

En situation de défauts simple, puis double, mesurer I_d, U_d entre masse et terre T_u, entre masses de 2 récepteurs voisins. Contrôler la signalisation, procéder à la localisation du 1er défaut. Vérifier au 2e défaut le déclenchement du dispositif de sécurité. Quelles sont les protections supplémentaires à prévoir en cas de départ long ?

Indications



Identification : au local du transformateur, poste privé autonome, ou dans l'armoire BT du transformateur de séparation, repérer : le limiteur de surtension (Cardew) entre Neutre isolé et T_{n_s} le contrôleur permanent d'isolement à seuil ajustable (500 Ω à 30 kΩ) « CPI » (Vigilohm TR 22...23) et les alarmes visuelles et sonores.

Le régime IT est utilisé dans les installations où *la continuité de service* est prioritaire : salles d'opérations des hôpitaux et cliniques, lieux publics avec circuits de sécurité-secours, industrie alimentaire pour la conservation des produits, immeubles de grande hauteur (ascenseurs), plates-formes d'essais de machines (défauts d'isolement fréquents). Donc nécessité d'un réseau à bon isolement, installation soignée et service d'entretien par personnel qualifié.

• Pour un réseau étendu, il est conseillé de *ne pas distribuer le fil neutre* à l'utilisation.

• **Situations de défaut :** *au défaut simple il n'y a pas de danger.* En effet :

$$I_{d_1} = \frac{V_{3\text{-}N}}{R_{T_u} + R_{T_n} + Z_l} \simeq \frac{V_{3N}}{Z_l} = \frac{220}{3500} \simeq 0{,}06\ \text{A} = 60\ \text{mA}$$

et $U_{d_1} \simeq R_{T_u} \cdot I_{d_1} = 20 \times 0{,}06 = 1{,}2\ V$; *inoffensif* mais à signaler, localiser et éliminer. Z_l est l'impédance d'isolement moyenne due aux résistances et capacités réparties sur la ligne de distribution : entre phase et terre on a C équivalente ≃ 0,3 µF/km/phase du câble BT et R équivalente = 10 MΩ/km/phase donc pour un câble 3 conducteurs on aura $C_{T_l} = 0{,}9\ \mu F$ et $R_{T_l} = 3{,}33\ M\Omega$ par km. Soit $Z_l \simeq \frac{1}{C_T\,\omega} \simeq 3{,}5\ k\Omega/km \ll R_{T_l} \simeq 3{,}3\ M\Omega$.

Au défaut double si le défaut simple précédent n'est pas éliminé, on a I_{d_2} élevé par court-circuit entre phases (si $R_{d_1} = R_{d_2} = 0\ \Omega$) et U_{d_1}, U_{d_2} *dangereuses*, donc déclenchement obligatoire par disjoncteur magnétique à coupure ultra-rapide (voir la protection en TN).

• **Attention** : Pour les départs longs le disjoncteur magnéto-thermique n'assure pas la protection contre les contacts indirects. On doit alors augmenter la section du PE, ou utiliser un disjoncteur de type L, ou installer un DDR sur les câbles des récepteurs éloignés et à risques. Vérifier l'interconnexion de toutes les masses d'utilisation et leur liaison à la terre T_u par le conducteur de protection PE.

Recherche du défaut simple

Régler le seuil de détection du CPI « Vigilohm » à 1 kΩ, simuler un défaut d'isolement, et localiser ce défaut à l'aide du générateur de courant alternatif TBF (10 Hz) « Vigidix » portatif GR10X, associé au récepteur à filtre sélectif (10 Hz) RM10N à pince P_{12}.

Simulation d'un défaut double

L'étude expérimentale en situation réelle ne se fera que pour un réseau «*sain*» par contrôle de tension masse-terre.

L'étude en simulation de défaut se fait uniquement, par mesure de sécurité, sur la maquette d'étude. Il faut rappeler que des pièces sous tension restent accessibles pendant les manipulations. La mise sous tension s'opère seulement pendant les mesurages.

L'enregistrement (et l'interprétation) de l'oscillogramme du défaut double à l'aide de l'oscilloscope numérique à mémoire peut être envisagé en complément d'étude.

4. LE MESURAGE DE LA RÉSISTANCE DES PRISES DE TERRE

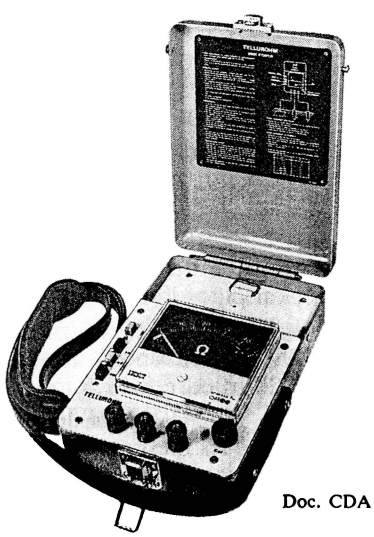
• La sécurité des personnes et des biens contre les dangers électriques est assurée par deux équipements indissociables de toute installation électrique :

— **le disjoncteur différentiel (DDR)** dont la vérification du fonctionnement se fait par le « Disjonctest » de Chauvin-Arnoux ;

— **la prise de terre (T)** dont l'importance est soulignée dans le paragraphe précédent dans les cas de contact indirect avec les masses d'utilisation (d'appareillages) mises sous tension par défaut d'isolement. On se reportera à la norme déjà citée NFC 15-100.

• La tension de contact permanent admise comme non-dangereuse est U_L (limite) = *50 V* pour les locaux secs et *25 V* pour les locaux humides, peau mouillée... Pour une habitation on définit la *résistance de terre maximale* $R_{T\,max}$, suivant le calibre du DDR ou seuil de déclenchement ΔI_n (nominal) à l'aide de la relation $R_T = \frac{U_L}{\Delta I_n}$.

ΔI_n du DDR (mA)	$R_{T\,max}$ pour U_L = 25 V (Ω)
650	38
500	50
300	83
100	250
30	830



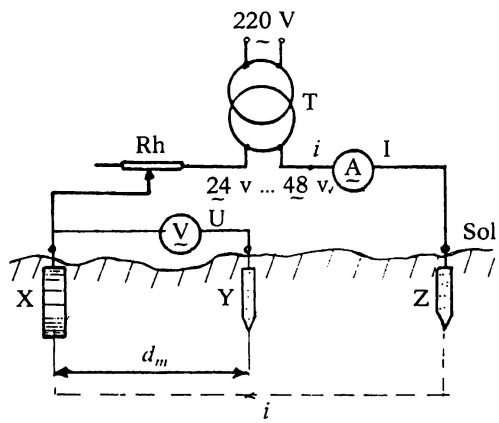
Doc. CDA Chauvin-Arnoux.

Depuis le 1.07.1981, l'installateur doit préciser sur l'attestation de conformité visée par le « CONSUEL » (organisme de contrôle des installations électriques), le calibre du DDR installé et la valeur de la résistance de terre mesurée R_T. ($R_{T\,maxi}$ = 100 Ω pour locaux d'habitation). Cela implique l'utilisation de *contrôleur ou mesureur de terre*. Par exemple les appareils distribués par Chauvin-Arnoux de types Tellurohm, Terracontrole V, Terca...

TRAVAUX PRATIQUES 3

Évaluation de la résistance de terre par la méthode du Ⓥ et Ⓐ

Cas où on ne dispose pas de mesureur de terre.



— Ⓐ AOIP H 311 - Cal. 1 A. Ⓥ Digitest 500.

— Prise de terre X, piquet-sonde Y, piquet terre auxiliaire Z alignés ; distance XZ ≃ 20 m.

MODE OPÉRATOIRE

Régler le rhéostat Rh pour I = 1A.

Pour différentes valeurs de la distance d = [XY] ∈ [0;20 m] mesurer la tension U avec un voltmètre de grande résistance.

Construire la courbe de $R_{Terre} = \frac{U}{I}$ en fonction de $d_{(m)}$ et déduire R_T moyenne (constante) dans le palier de la courbe.

Remarque : On n'utilisera pas de source continue pour éviter la perturbation de la mesure par phénomène d'électrolyse (eau + sels minéraux du sol).

TRAVAUX PRATIQUES 4

Mesurage de la résistance de terre par un mesureur industriel

1. CONSTITUTION DU MESUREUR

Consulter la notice constructeur. Le générateur de courant *i* alternatif rectangulaire, 2, 10, 50 mA à f = 128 Hz ou 225 Hz tension 50 V_{eff} est associé à un circuit de redressement synchronisé et un filtre actif réjecteur des signaux parasites industriels 50 Hz et continus. Il possède plusieurs calibres de mesures de 2 Ω (résolution 1 mΩ) à 20 kΩ (résolution 10 Ω). La lecture se fait sur un afficheur à cristaux liquides 2 000 points. 7 segments - 18 mm. Autonomie d'alimentation par batteries incorporées 2 × 6 V ⎓, rechargeables par chargeur interne. Montage en boîtier anti-chocs, étanche pour manutentions sur chantier. Caractéristiques du *TERCA* de Chauvin-Arnoux. Fonctions : mesureur de terre, de résistivité des sols, de continuité. Prise de terre X, prise auxiliaire de potentiel Y (Référence OV), prise auxiliaire d'injection de courant Z.

2. MODE OPÉRATOIRE

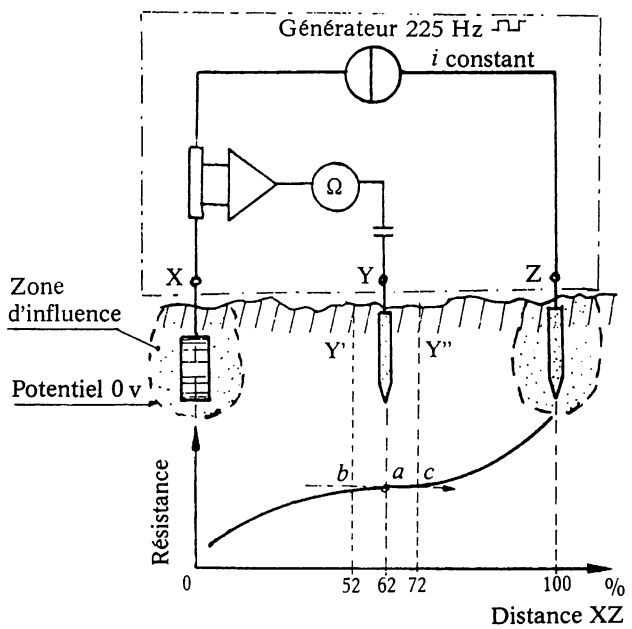
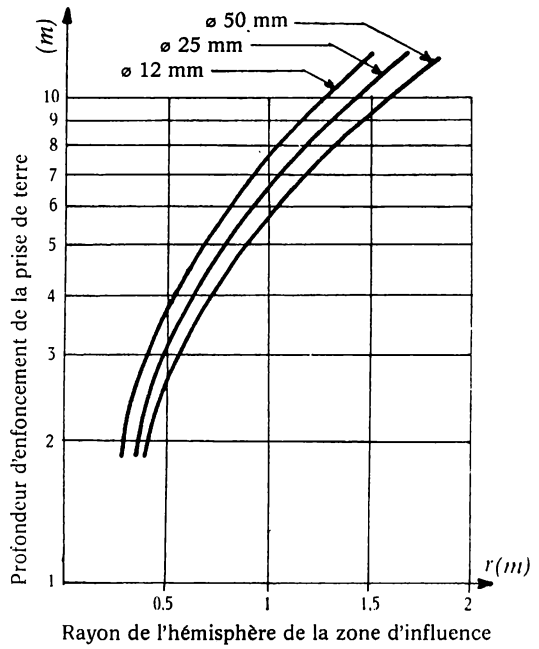
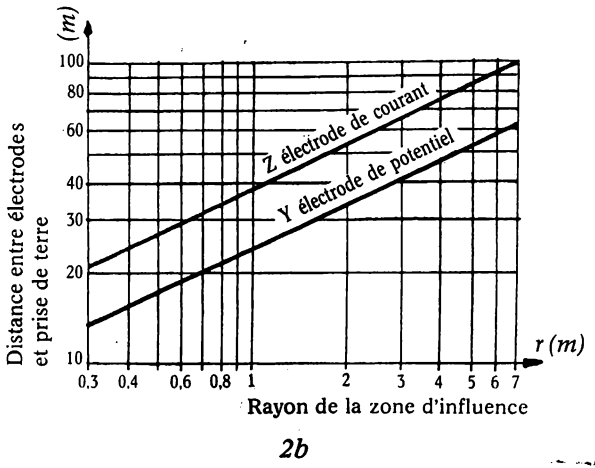


Fig. 1

Positions des électrodes auxiliaires Y et Z par rapport à la prise de terre X : on peut adopter la méthode dite des « 62 % » (fig. 1). On remarque que la courbe de $R_T = f(d)$ présente un point d'inflexion en a avec une faible pente à 62 % ± 10 % de [XZ], pour le choix de position de l'électrode Y. On peut utiliser les abaques de la (fig. 2) donnant (*2a*) le rayon *r* de l'hémisphère de la zone d'influence suivant la profondeur d'enfoncement de la prise de terre (paramètre = ∅ du piquet de terre) et (*2b*) la distance des électrodes Y et Z en fonction du rayon *r*, pour positionner les électrodes Y et Z.



2a



2b

Fig. 2

Exemples : Pour un tube de ∅ 25 mm, enfoncé à 2 m on a r = 0,4 m et on place l'électrode Z à 25 m et Y à 16 m de X terre.

Pour un tube ∅ 25 mm, enfoncé à 3 m on a $r \simeq$ 0,50 m et on place Z à 28 m et Y à 17,5 m de X terre.

On déplacera la prise Y de ± 10 % de XZ, autour du point Y en s'assurant que les mesures restent sensiblement constantes. Tracer la courbe de $R_T = f(d)$ à chaque saison et la conserver dans le dossier « maintenance ».

MESURE N° 3

Le mesurage et le réglage des intensités de courant en continu et en alternatif 1 ∿
Le mesurage indirect de résistance à l'aide du Ⓥ et Ⓐ

TRAVAUX PRATIQUES 1

Étude d'un rhéostat à variation linéaire continue : utilisation de l'ampèremètre en ⎓ et choix du rhéostat d'excitation d'une machine tournante en ⎓.

MONTAGE : (Fig. 1)

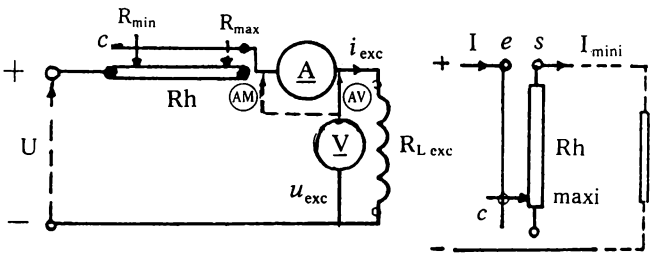


Fig. 1

Rhéostat : 3 bornes donc 2 bornes extrêmes R totale et 1 borne curseur (c). Toujours placer le curseur pour obtenir la résistance maximale avant la mise sous tension ⇒ I minimale au départ de l'essai.

• Le mesurage de l'intensité de courant se fait par un ampèremètre branché en SÉRIE dans le circuit. Le rhéostat Rh est une résistance variable à l'aide d'un curseur C glissant sur l'enroulement en fil résistant (alliage nickel-chrome, ferro-nickel...). Il est caractérisé par sa résistance totale et l'intensité maximale admissible. Ex : Rh = 1 kΩ − 0,9 A.

PROBLÈME POSÉ : On veut mesurer la résistance de l'enroulement inducteur d'une machine à courant continu (génératrice ou moteur) dans les conditions nominales de fonctionnement (i_N et u_N).

Données : On relève sur la plaque signalétique de la machine : (R inducteur [ou Excitation] non donnée) u_N alimentation = 220 V et i_N inducteur = 0,7 A.

TRAVAIL PRÉPARATOIRE

Calculer la résistance de l'inducteur R_{EXC} en fonctionnement nominal.

Choisir le rhéostat d'excitation Rh permettant de faire varier l'intensité de 0,2 i_N à 1,1 i_N. On utilisera la source continue variable 0-250 V avec U = 250 V constante.

Choisir les appareils Ⓐ et Ⓥ (en justifiant vos choix, et en précisant leurs caractéristiques essentielles).

TRAVAIL EXPÉRIMENTAL

Effectuer le montage en rappelant les précautions à respecter (avec Rh = 1 kΩ − 1A).

Tracer la courbe de $u_{exc} = f(i)$ en 5 points. Déduire R_{EXC} en fonctionnement nominal, à température de régime établi.

Pour le point de fonctionnement nominal seulement, mettre en évidence les perturbations introduites par le branchement des appareils, très rapidement et de manière expérimentale. On justifiera alors le choix du montage du Voltmètre (*AVAL* ≡ courte dérivation ou *AMONT* ≡ longue dérivation).

Conclusions

Préciser la propriété caractéristique d'un Ⓐ.

Évaluer les incertitudes de mesures introduites

$$\frac{\Delta u}{u}, \frac{\Delta i}{i} \text{ et } \frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta u}{u} + \frac{\Delta i}{i} \text{ avec } R = \frac{u}{i}$$

(par les classes des appareils).

Évaluer l'incertitude due à la méthode de mesure indirecte de R_{EXC} (montage AVAL ou AMONT). Comparer l'incertitude due au montage à celle due à la classe de précision. Conclure.

On effectue une mesure approchée (à froid pour la température ambiante de 20 °C) à l'aide d'un ohmmètre numérique, de la résistance de l'inducteur R_{EXC} 20 °C. Comment évaluer la résistance (à chaud à 60 °C) R_{EXC} 60 °C par un calcul simple. On sait que le coefficient de température du cuivre $\alpha = 4 \times 10^{-3}$ et l'on rappelle que $R_{\theta\,°C} = R_{0\,°C}(1 + \alpha\theta)$.

INDICATIONS

Préparation

$$R_{exc} = \frac{u_N}{i_N} = \frac{220}{0,7} = 314\ \Omega;$$

pour $i_{exc} \in [0,14\text{ A};0,77\text{ A}]$ avec U = (Rh + R_{EXC}) i on tire $Rh_{max} = \frac{u}{i_{min}} - R_{exc} \Rightarrow Rh_{max} = \frac{250}{0,14} - 314 \simeq 1470\ \Omega$ soit Rh ≃ 1,5 kΩ − 0,9 A...1A et $Rh_{mini} \approx 10\ \Omega$ pour i_{exc} maxi = 0,77 A. Pratiquement on choisit pour U_N = 220 V, $Rh_{mini} = 0\ \Omega$ à i_N = 0,7 A pour éviter des pertes Joule inutiles dans Rh en fonctionnement nominal.

Avec un rhéostat de 1 kΩ − 0,9 A on aurait $i_{mini} \simeq$ 0,17 A et $i_{max} = i_N \approx 0,7$ A.

Choix des appareils :

Ⓐ calibre 1 A − Δu = 0,4 V (chute de tension dans l'ampèremètre sur le calibre 1 A donnée par le constructeur) et Δu = 0,3 V sur le calibre 300 mA - classe 1,5 - Ω - type MX 039 - Métrix.

Ⓥ calibre 300 V - ρi = 20 kΩ/V - classe 1,5 - Ω - type MX 029 - Métrix.

Travail expérimental : Conclusions

Perturbations introduites par les appareils :

Pour Ⓥ on a $R_{Ⓥ} = 300 \times 20 = 6000\ k\Omega$ soit $R_{Ⓥ} = 6\ M\Omega$; au point nominal ($u_N = 220$ V; $i_N = 0{,}7$ A) on a $i_{Ⓥ} \simeq \frac{220}{6} \approx 37\ \mu_A$. Comme $37\ \mu_A \ll 0{,}7$ A (ou $6\ M\Omega \gg 314\ \Omega\ R_{exc}$) la perturbation est négligeable !

Pour Ⓐ la chute de tension 0,4 V ≪ 220 V et $r_{Ⓐ} = \frac{\Delta U}{\text{Calibre}} = \frac{0{,}4}{1} = 0{,}4\ \Omega \ll 314\ \Omega$ donc perturbation négligeable. La propriété d'un ampèremètre est sa *résistance interne r_A faible* par rapport à celle du récepteur, donc sa chute de tension $\Delta u = r_A . I$ faible par rapport à la tension d'alimentation u du récepteur.

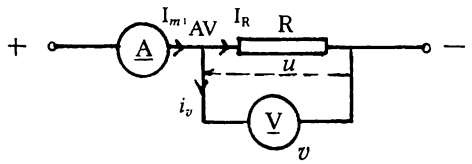
Pratiquement on contrôle sur le montage en fonctionnement les effets perturbateurs du Ⓥ en le *débranchant* et de Ⓐ en le « *court-circuitant* » (à l'aide d'un interrupteur en parallèle sur Ⓐ ou d'un conducteur court, de grosse section). Si la déviation des appareils est très faible, on peut négliger les perturbations dues au branchement des appareils. Sinon il faut amener les corrections nécessaires ou utiliser des appareils plus performants. En électrotechnique (domaine des courants forts) les perturbations introduites sont pratiquement négligeables. Mais il convient d'être plus prudent en électronique (domaine des courants faibles).

Incertitudes dues aux classes de précision des appareils : pour les mesures $u_{exc} = 220$ V et $i_{exc} = 0{,}7$ A ; on a pour Ⓥ : $\Delta u = \frac{1{,}5 \times 300}{100} = 4{,}5$ V et $\left(\frac{\Delta u}{u}\right)^{\%} = \frac{4{,}5 \times 100}{220} \approx 2{,}1\ \%$; pour Ⓐ : $\Delta i = \frac{1{,}5 \times 1}{100} = 0{,}015$ A et $\left(\frac{\Delta i}{i}\right)^{\%} = \frac{0{,}015 \times 100}{0{,}7} \approx 2{,}1\ \%$ soit $\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta u}{u} + \frac{\Delta i}{i} \simeq 4{,}2\ \%$ $\Rightarrow \frac{\Delta R}{314} = \frac{4{,}2}{100} \Rightarrow \Delta R \simeq 13\ \Omega$ et $R_{EXC} \in [301\ \Omega ; 327\ \Omega]$.

Incertitudes dues à la méthode de mesure indirecte de R :

MESURAGE DES RÉSISTANCES PAR APPLICATION DE LA LOI D'OHM : MÉTHODE DES Ⓥ ET Ⓐ - $R = \frac{U}{I}$

Montage AVAL (courte dérivation du Ⓥ)



Perturbation par Ⓥ de résistance v

U_m (mesurée) $= U_R$ et $I_m = I_R + i_v$

donc R_m (mesurée) au lieu de R (réelle) est

$$R_m = \frac{U_R}{I_m} = \frac{Rv}{R+v} \ (R \,//\, v) ;$$

$$R_m < R = \frac{U}{I_R} \text{ soit } \Delta R \text{ (par défaut)}$$

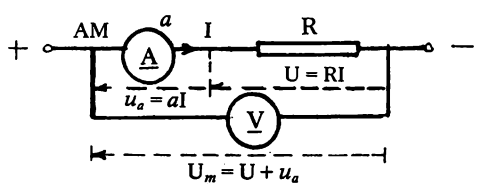
$$= R - R_m = R - \frac{Rv}{R+v} = \frac{R^2}{R+v}$$

$$\text{et } \frac{\Delta R}{R} = \frac{R}{R+v} = \frac{1}{1+\frac{v}{R}} \simeq \frac{R}{v} \text{ si } v \gg R.$$

L'incertitude systématique due au montage AV est $\frac{\Delta R}{R} \leq \frac{R}{v}$ soit $\frac{\Delta R}{R} \simeq \frac{R_m}{v}$.

Le montage AV est acceptable à 1 % si $\frac{\Delta R}{R} \leq 1\ \% \Rightarrow v \geq 100\ R$.

Montage AMONT (longue dérivation du Ⓥ)



Perturbation par Ⓐ de résistance a

$U_m = U_R + u_a$ et $I_m = I_R$

R_m (mesurée) au lieu de R (réelle) est

$$R_m = \frac{U_m}{I} = \frac{U + u_a}{I} = \frac{RI + aI}{I} = R + a$$

soit ΔR (par excès) $= R_m - R = a$

$$\text{et } \frac{\Delta R}{R} = \frac{a}{R}$$

L'incertitude systématique due au montage AM est $\frac{\Delta R}{R} \simeq \frac{a}{R_m}$

Le montage AM est acceptable à 1 % si $\frac{\Delta R}{R} \leq 1\ \% \Rightarrow a \leq \frac{R}{100}$

Choix du meilleur montage : prédétermination par le calcul. Par comparaison des incertitudes relatives, on envisage les 3 cas possibles :

— si $\frac{R}{v} = \frac{a}{R} \Rightarrow R = \sqrt{a.v}$ choix indifférent AM ou ou AV ;

— si $\frac{R}{v} < \frac{a}{R} \Rightarrow R < \sqrt{a.v}$ on choisit le montage (AV) ;

— si $\frac{R}{v} > \frac{a}{R} \Rightarrow R > \sqrt{a.v}$ on choisit le montage (AM).

Détermination pratique sur le montage en essais : Vérifier les variations relatives de (A) en débranchant (V) en AV et de (V) en « court-circuitant » (A) en AM. Généralement, en électrotechnique, le montage (AV) est le plus employé car la résistance des voltmètres est élevée par rapport aux résistances des circuits récepteurs.

On peut établir un « abaque » de choix, en exercice, en traçant les courbes de $\left|\frac{\Delta R}{R}\right| = f(R)$ connaissant les paramètres a de l'ampèremètre et v du voltmètre pour une gamme de variation de R donnée. On remarquera que :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{R}{v} = \frac{1}{v} \cdot R$$

est une droite croissante de coefficient directeur $\frac{1}{v}$ pour le montage AV et que $\frac{\Delta R}{R} = \frac{a}{R}$ est une branche d'hyperbole équilatère pour le montage AM.

Dans le (TP1) pour $R_{exc} \simeq 300\ \Omega$, $v = 6\ M\Omega$ et $a = 0{,}4\ \Omega$, on trouve pour le montage (AV) :

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)\% = \frac{100\,R}{v} = \frac{100 \times 300}{6 \times 10^6} \simeq 5 \times 10^{-3}\ \%$$

et pour le montage (AM) :

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)\% = \frac{100\,a}{R} = \frac{100 \times 0{,}4}{300} \simeq 0{,}13\ \%$$

On choisit le montage (AV) mais on constate que pour les 2 cas l'incertitude due au montage (à la méthode) reste *négligeable* par rapport à l'incertitude due aux classes de précision des appareils.

Conclusions

Actuellement, on dispose de multimesureurs possédant la fonction *« ohmmètre » du type numérique* donnant *la mesure directe* de la résistance (de composant ou circuit) *hors tension*. Le mesurage peut se faire à la température de fonctionnement **après** la mise en régime nominal sous tension. On pourra mesurer $R_{20\,°C}$ (à température ambiante, à froid) puis calculer $R_{60\,°C}$ en tenant compte du coefficient de température du cuivre pour un enroulement ($R_{60°} \simeq 1{,}15\ R_{20\,°C}$). Mais cela reste une évaluation grossière et il est préférable d'effectuer les mesurages de résistance en fin d'essais, *hors tension*, pour être sûr d'opérer à la température de régime (équilibre thermique dépendant du refroidissement forcé de la machine, du milieu ambiant et de la dissipation thermique par conduction, convection et rayonnement).

Exemple : Mesurage de la résistance, du circuit inducteur (TP1) par le multimètre Métrix MX512 - *numérique* à afficheur 4 digits - CLD 2000 points (lecture de 0000 à 1999) ; en *position « ohmmètre »* on a les calibres 200 Ω - 2 kΩ - 20 kΩ - 200 kΩ - 2 MΩ (de précision ± 0,5 % de la lecture ± 2 UR* pour 200 Ω et ± 1 UR de 2 kΩ à 2 MΩ) et le calibre 20 MΩ (à ± 1 % L ± 1 UR). *UR** signifie unité de représentation (unité de la décade de « poids » le plus faible) (selon la recommandation CEI 485-1974).

La résolution maximale = 0,1 Ω (résolution = $\frac{200\ \Omega}{2000\ \text{points}} = 0{,}1\ \Omega$). C'est la plus petite variation observable.

En choisissant le « calibre 2 kΩ » pour mesurer $R_{exc} \simeq 314\ \Omega$ on a une précision de (± 0,5 % L ± 1 UR) soit :

$$\pm \frac{0{,}5 \times 314}{100} \pm 1\ \Omega$$

$$\Rightarrow \pm 1{,}57\ \Omega \pm 1\ \Omega = \pm 2{,}6\ \Omega$$

$$\Rightarrow R_{exc} \in [311\,;317\ \Omega]$$

Le résultat est plus précis que par la méthode du (V) et (A) précédente pour les valeurs moyennes des résistances $R \in [1\ \Omega\,;1\ M\Omega]$

$$1\ UR = \frac{\text{calibre}}{\text{nombre de points}} = \frac{2000\ \Omega}{2000\ \text{points}} = 1\ \Omega$$

Cependant tout mesurage doit faire l'objet d'un choix d'appareils les mieux adaptés en tenant compte des incertitudes introduites et de la précision recherchée. Pour la méthode des (V) et (A) on couvre la gamme des résistances moyennes (de quelques Ω à quelques kΩ). Pour les faibles résistances (inférieures à 1 Ω) et les grandes résistances (supérieures à 1MΩ) on utilise des méthodes spéciales (comparaison, « ponts » de laboratoire). Le mesurage des résistances à l'ohmmètre analogique (à aiguille) dit « à pile » ne permet que l'évaluation de l'ordre de grandeur afin d'orienter le choix du montage AV ou AM.

TRAVAUX PRATIQUES 2

Étude d'autres composants en alternatif sinusoïdal 50 Hz et en continu (en faible intensité)

On procédera au mesurage de résistance pour de faibles intensités (I < 1 A) sur des équipements usuels (*fer à souder* 220 V - 1 ∿ - 50 Hz - P = 40 W), des composants *résistors* (électronique)...

Dans chaque cas **prédéterminer l'intensité I_N** connaissant la puissance P_N et la tension nominale U_n indiquées par la plaque signalétique ; évaluer la résistance à l'ohmmètre, puis par la méthode (V) et (A).

Pour ces composants *récepteurs thermiques comparer* la mesure de R obtenue en continu et en alternatif. Conclure.

Effectuer le mesurage à froid (hors tension), puis à chaud, de la résistance ; comparer et justifier les différences constatées.

TRAVAUX PRATIQUES 3

Étude à l'oscilloscope : visualisation d'un courant dans un résistor

Le résistor est un composant dipôle (2 bornes) passif, caractérisé par sa résistance (Ω, kΩ, MΩ) [la conductance est l'inverse de la résistance $G = \frac{1}{R}$; unité le siemens (s)] et par la puissance dissipée. On a les relations $P_{(W)} = UI = RI^2 = \frac{U^2}{R}$. On devra prédéterminer U_{max} et I_{max} admissibles avant tout mesurage. Les résistors électroniques sont repérés par un code des couleurs et classés dans des séries de valeurs normalisées E6, E12, E24 suivant les tolérances courantes de ± 20 %, ± 10 %, ± 5 %.

On étudiera dans la série E12 les composants de 470 Ω, 4,7 kΩ, 470 kΩ de 0,5 W ± 10 %. Pour chaque résistor on détermine $U_{max} = \sqrt{PR}$ et $I_{max} = \frac{U_{max}}{R}$ (ou $I_{max} = \frac{P}{U_{max}} = \sqrt{\frac{P}{R}}$). La valeur de R sera vérifiée à l'ohmmètre numérique, en précisant la marge d'incertitude qui devra être conforme à la tolérance indiquée par le fabricant (R_N ± 10 % R_N).

ÉTUDE À L'OSCILLOSCOPE

On réalise le montage (fig. 2). Pour R = 470 Ω 0,5 W, on a $U_{max} = \sqrt{PR} = \sqrt{0{,}5 \times 470} \simeq 15$ V et $I_{max} \simeq \sqrt{\frac{P}{R}} \simeq 30$ mA.

L'oscilloscope n'enregistre que des tensions, donc pour observer le courant *i* dans R, on insère un *résistor étalon* (r_e) en série dans le circuit, tel que $u = r_e \cdot i$ soit l'image de *i*. Sur position calibrage de l'amplificateur vertical on mesure $i = \frac{u}{r_e}$. Le résistor étalon r_e doit être tel que $r_e \ll R$ afin de ne pas perturber l'état existant du courant *i* dans R. On prendra $r_e \approx \frac{R}{100}$, soit ici r_e 1 à 5 Ω supportant I_{max} de 30 mA. (La boîte de résistances étalonnée à ± 0,1 %, « shunt » calibré d'ampèremètre.)

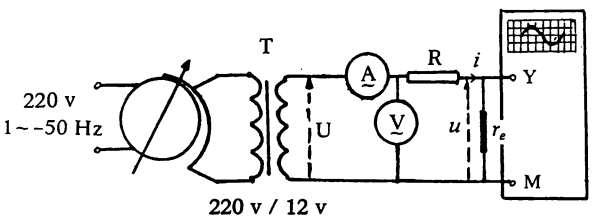


Fig. 2

Vérifier que la courbe de $u = r_e i$ est sinusoïdale de période T = 20 ms $\Rightarrow f = 50$ Hz.

Entrée verticale Y en position calibrage mesurer $2\hat{u}$ et déduire $I_{efficace} = \frac{\hat{u}}{r_e\sqrt{2}}$. Vérifier la concordance avec Ⓐ et donner l'équation du courant $i = \hat{I} \sin 314\, t$.

Remarque

On utilisera le même montage oscilloscopique pour l'étude des dipôles passifs linéaires et non linéaires (résistors VDR, CTN, CTP, bobinages à fer...) en remplaçant R par le dipôle Z.

Autres méthodes de visualisation des courants : à l'aide de sondes à transformateur d'intensité à *pince* (entourant le conducteur) et cellule à effet HALL fonctionnant en continu et alternatif.

MESURE N° 4

Le mesurage des intensités de courant en ⎓ et ∿ à l'aide d'accessoires extérieurs : shunts et transformateurs d'intensité, pinces ampèremétriques

TRAVAUX PRATIQUES 1

Mesurage des fortes intensités par shunt

Pour la mesure des intensités de calibre ≤ 10 A, l'ampèremètre possède des « shunts » intérieurs mis en circuit par un commutateur de calibres, ou accessibles sur les bornes de sortie de l'appareil. Lorsqu'il s'agit d'intensités supérieures, on utilise des *« shunts » extérieurs* à l'appareil montés suivant la figure 1 et dont la valeur est déterminée par le constructeur (principe fig. 2).

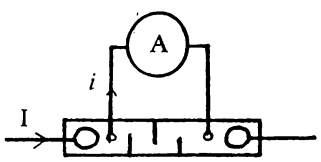


Fig. 1

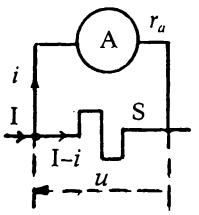


Fig. 2

principe

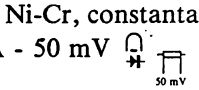
On a la chute de tension $u = S(I - i) = r_a \cdot i$ aux bornes du shunt donc :

$$S = \frac{u}{I-i} = \frac{r_a \cdot i}{I-i} = \frac{r_a}{\frac{I}{i}-1}$$

avec $m = \frac{I}{i}$ pouvoir multiplicateur du shunt, il vient $S = \frac{r_a}{m-1}$.

si $m \gg 1 \Rightarrow I \gg i$ on a $S \simeq \frac{u}{I} \simeq \frac{r_a}{m}$

Le « shunt » de très faible résistance S est monté en dérivation sur l'appareil (mA) ou (µA). Connaissant le rapport m et la résistance r_a du cadre mobile (organe moteur du magnéto-électrique) on déduit S. On ajuste ensuite la valeur de S (alliage résistant Ni-Cr, constantan à $\alpha \simeq 0$).

Exemple : calibre 50 A - 50 mV 

Le shunt est un accessoire adapté à un appareil déterminé, pour une longueur de cordons définie.

On a : $S \simeq \frac{u}{I} \simeq \frac{50 \times 10^{-3}}{50} \simeq 1\ m\Omega$

Remarquer que la résistance équivalente $(S // r_a) \simeq S$ diminue lorsque le calibre du shunt augmente.

TRAVAUX PRATIQUES 2

Mesurage des intensités par pinces ampèremétriques

1. Principe

Dans la pratique industrielle pour la maintenance et le dépannage, on utilise la *pince ampèremétrique* qui permet le mesurage de l'intensité, en toute sécurité, *sans coupure* du réseau de distribution alimentant le récepteur, l'équipement en essais.

a. Le transformateur d'intensité (TI) (fig. 3*a-b*)

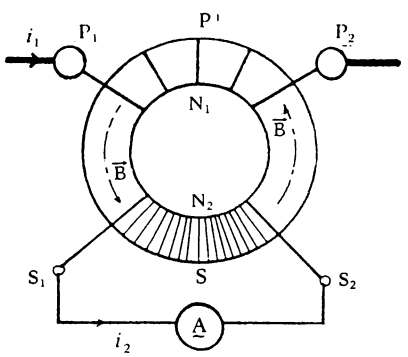


Fig. 3a

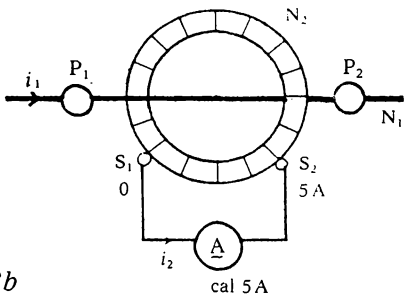


Fig. 3b

Constitution : Les enroulements Primaire (P) et Secondaire (S) sont uniformément répartis sur toute la longueur du tore magnétique. Le champ d'induction $\vec{B}$ est concentré dans le tore, sans fuite. De par le principe du transformateur statique, on a les relations :

$$m = \frac{N_2}{N_1} \simeq \frac{U_2}{U_1} \simeq \frac{I_1}{I_2}$$

où m est le rapport de transformation, N_1 et N_2 les nombres de tours (ou spires) des enroulements. Le transformateur d'intensité (ou TI) est rabaisseur d'intensité, donc élévateur de tension. Donc $I_2 < I_1$ et $I_1 = m I_2$, $N_2 > N_1$; $U_2 > U_1$ et $U_2 = m U_1$.

Pratiquement $N_1 = 1$, puisque constitué par le conducteur (ou barre) parcouru par i_1 à mesurer. Sur la fig. 3*b* pour $I_1 = 50$ A et $I_2 = 5$ A, on a :

$$m = \frac{I_1}{I_2} = \frac{50}{5} = 10 \Rightarrow N_2 = mN_1 = 10\ t$$

Avantages : Mesurage des fortes intensités sur les tableaux de distribution avec ampèremètre de faible calibre *isolé* de la ligne de transport ; le TI est adaptable à n'importe quel type Ⓐ.

Précautions d'utilisation : Le secondaire S du TI doit toujours être « court-circuité » par Ⓐ ou fiche de court-circuit ; donc *ne jamais ouvrir le S* si le P est branché, car on risque le danger de destruction du TI par échauffement exagéré, et même d'électrocution et claquage des isolants (fig. 3*a*). [Si N_1 de quelques spires, U_{20} peut être élevée « à vide ».] On rappelle que dans un transformateur on a toujours $N_1 \vec{I}_1 + N_2 \vec{I}_2 = \vec{0}$, et $\vec{B}$ constant ; donc à vide, S ouvert $I_2 = 0$ et les pertes *fer* dans le circuit magnétique augmentent produisant l'échauffement exagéré et la destruction des isolants ($p_{fer} = kB^2$).

b. La pince ampèremétrique

C'est un « *capteur* » d'intensité adapté au mesurage des intensités de courant en ∿ et ⎓ dans une large gamme de mesure (de quelques mA à quelques kA) associé à des mesureurs de calibres réduits (quelques µA à quelques A).

— **Pour courant alternatif :** La pince ampèremétrique est basée sur le principe du TI (*a*) ; elle comprend le circuit magnétique « ouvrant » avec son circuit électrique secondaire S incorporée, qui « entoure » le conducteur parcouru par le courant I_1 à mesurer (fig. 4).

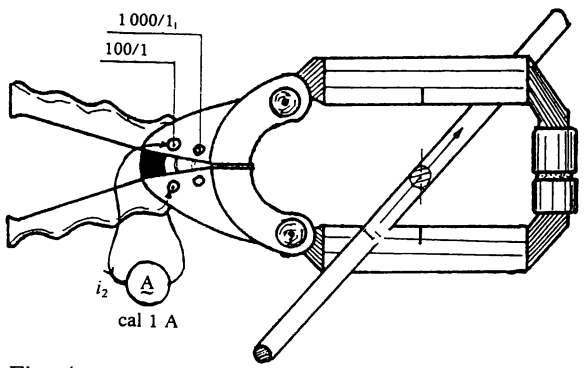


Fig. 4

Brancher d'abord l'ampèremètre Ⓐ avant d'enserrer le conducteur par la pince. Pour les rapports indiqués (fig. 4) on a : $I_1 = 100\ I_2$ ou $I_1 = 1\,000\ I_2$ soit pour le calibre 1 A, $I_1 = 100$ A ou 1 000 A. La pince est associée à un multimètre analogique ou numérique ; on trouve des pinces incorporant l'indicateur de mesure ; par exemple les multimètres-pinces de Chauvin-Arnoux-CDA, pince multifonction MX 1200 - Métrix-ITT.

Applications :

Avec pince ampèremétrique associée à des enregistreurs, des tables traçantes, des oscilloscopes pour analyse des signaux (isolement des circuits tension et intensité), des wattmètres et centrales de mesures, des analyseurs d'énergie électrique et contrôle de réseau (exemple : OPTIVAR 3 - Chauvin-Arnoux...).

Pour courant continu : Pour la maintenance et le dépannage des équipements électriques d'automobiles, de la SNCF, de l'aéronautique... Le principe de la « pince » pour le mesurage des intensités en ⎓ (et aussi en ∿) est basé sur l'*effet Hall*. On utilise une cellule de Hall qui est le capteur-détecteur des inductions magnétiques.

Si un courant *i* traverse un barreau en matériau semi-conducteur (cellule de Hall) soumis à un champ d'induction $\vec{B}$ perpendiculaire à $\vec{i}$, il apparaît une tension de Hall *v* proportionnelle à $\|\vec{B}\|$ et à *i* sur les faces latérales de la cellules (fig. 5*a* et *b*).

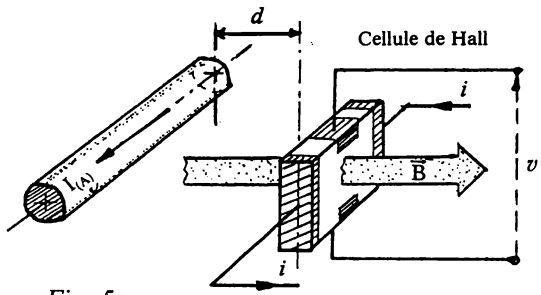


Fig. 5a

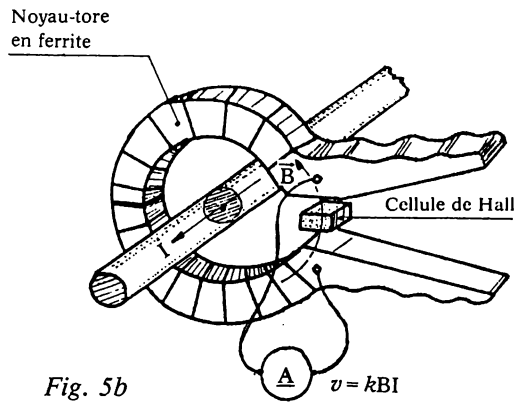


Fig. 5b

$$\underset{(v)}{v} = \underset{(T)(A)}{kBi} \quad \begin{cases} i_{(A)} \text{ dans la cellule H} \\ I_{(A)} \text{ dans le conducteur créant } \vec{B} \end{cases}$$

avec $\|\vec{B}\| = \mu_0 \cdot \dfrac{I_{(A)}}{2\pi d_{(m)}}$; $\underset{\text{air}}{\mu_0} = 4\pi \cdot 10^{-7}$

Dans la figure 5*b*, la pince possède un circuit électronique de mise en forme de $v = ki$, d'alimentation et de démagnétisation du noyau incorporé. Par sa conception, on s'affranchit de la distance (*d*) de la figure 5*a* ; $v \simeq 1$ mV à 100 mV/A.

2. Travail expérimental

On effectuera des mesurages d'intensité sur équipements et machines alimentés en ∿ et ⎓.

Repérage et identification des TI du tableau de distribution de la salle d'essais.

Vérification de l'équilibrage des phases d'une installation (atelier de machines-outils en mécanique) ou d'un équipement (moteur, transformateur) en *charge*, sur le réseau triphasé.

Détection d'un défaut d'isolement éventuel et identification de la panne.

* Pour un récepteur triphasé équilibré par construction, et en ordre de marche, le courant détecté par la pince est *nul* puisque $\vec{I}_1 + \vec{I}_2 + \vec{I}_3 = \vec{0}$ (sur le câble 3 conducteurs d'alimentation).

MESURE N° 5

Le réglage des tensions en continu et alternatif 1 ∿-50 Hz : potentiomètre et « alternostat »

TRAVAUX PRATIQUES 1

Étude d'un potentiomètre linéaire

Un potentiomètre est un organe de réglage de la tension (ou potentiel) de constitution identique à celle d'un rhéostat mais monté en *diviseur de tension* suivant la (fig. 1*a* et *b*).

PRINCIPE

Le fonctionnement est identique en continu et en alternatif 1 ∿ - 50 Hz.

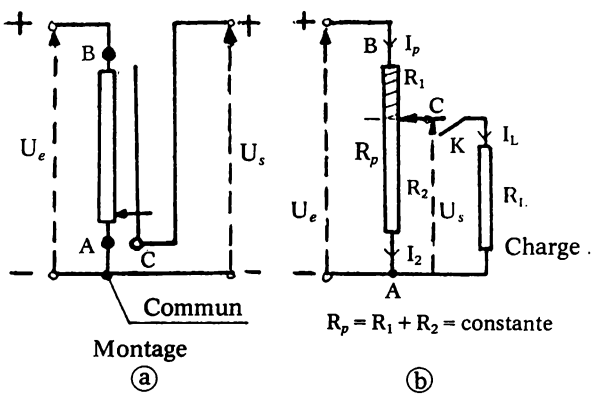


Fig. 1

1. Essai à vide : au repos, en position de sécurité, le curseur est amené côté « commun » tel que $U_s = 0$; à vide, interrupteur K ouvert $I_L = 0$ (pas de débit dans le circuit de charge R_L (Load ≡ charge) (récepteur alimenté en sortie sous tension variable u_s) on a :

$$I_L = 0 \Rightarrow I_p = I_2 = I_0 \text{ (indice 0 à vide)};$$

$$\text{et } U_{SO} = U_e \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{U_e}{R_p} \cdot R_2 ; U_e = R_p \cdot I_0$$

$$\Rightarrow I_0 = \frac{U_e}{R_p} = \text{cte} = k$$

soit : $U_{SO} = k \cdot R_2$ avec $R_2 \in [0 ; R_p]$ et $U_{SO} \in [0 ; U_e]$

On a un diviseur de tension à variation linéaire si R_p est un résistor linéaire, à vide. Les caractéristiques du potentiomètre sont sa résistance totale R_p et l'intensité maximale admissible $I_{p\,max}$; à vide on choisit R_p pour que $I_0 \ll I_{p\,max}$. On aura : $U_{e\,max} < R_p \cdot I_{p\,max}$.

2. Essai en charge : interrupteur K fermé, le courant I_L s'établit dans la charge R_L ; on a $I_p = I_2 + I_L$ (fig. 1*b*) et $U_{s\,max} = U_e$, $I_{L\,max} = \dfrac{U_e}{R_L}$ quand le curseur est positionné en B.

$$\text{Soit } I_{p\,max} = \frac{U_e}{R_p} + \frac{U_e}{R_L} = I_0 + I_{L\,max} ;$$

$$\text{on retrouve } I_{p\,max} = U_e \left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_L} \right) = U_e \cdot \frac{1}{R_{eq}}$$

$$\text{avec R équivalente} = \{R_p // R_L\},$$

$$\text{donc } U_e = I_{p\,max} \times R_{eq} = I_{p\,max} \cdot \frac{R_p \cdot R_L}{R_p + R_L}$$

Conclusions : avec les données $U_{s\,max} = U_e$, R_L et $I_{L\,max}$ de charge, *les critères de choix* du potentiomètre sont déterminés par la condition à satisfaire :

$$I_0 + I_{L\,max} = \frac{U_e}{R_p} + \frac{U_e}{R_L} < I_{p\,max}$$

Travail expérimental

a. Reprendre le TP1 - mesure n° 3 - sur le mesurage de la résistance R_{exc} de l'inducteur d'une machine à courant continu ; on a $R_L = R_{exc} \simeq 300\ \Omega$; $I_{L\,max} = 0{,}7$ A ; $U_e = U_{s\,max} = 220$ V.

Prédéterminer le choix du potentiomètre (R_p, $I_{p\,max}$) en fixant $I_0 \approx \dfrac{I_{L\,max}}{5}$

Tracer en 5 points la courbe $U_{exc} = f(i_{exc})$ et déduire pour le point de fonctionnement nominal la résistance de l'inducteur R_{exc}. Méthode du Ⓥ et Ⓐ avec appréciation des incertitudes.

Indications

Attendre que la température d'équilibre soit établie (en régime nominal) avant d'effectuer les mesures.

Choix du potentiomètre : condition

$$\frac{U_e}{R_p} + \frac{U_e}{R_L} \leq I_0 + I_{L\,max}$$

avec $U_e = U_{s\,max} = 220$ V ; $R_L \approx 300\ \Omega$; $I_{L\,max} = 0{,}7$ A

$$\text{soit : } \frac{220}{R_p} + \frac{220}{300} \leq \frac{0{,}7}{5} + 0{,}7 \Rightarrow R_p \geq 1\ \text{k}\Omega$$

et $I_{p\,max} \leq 0{,}84$ A.

On choisira un potentiomètre de 1 kΩ-1 A.

b. On dispose sur le montage (fig. 2) d'une charge R_L constituée par un rhéostat de 1 kΩ-1,25 A, alimentée par une tension variable de 0 à 20 V à l'aide d'un potentiomètre de R_p 100 Ω-1,5 A.

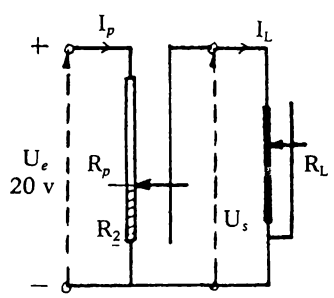


Fig. 2

On propose de tracer les courbes de $U_s = f(R_2)$ pour différentes valeurs de la charge telles que $R_L = \infty$; $R_L = 10\,R_p$; R_p ; $\frac{R_p}{5}$.

On aura soin, au préalable, de vérifier que pour chaque valeur donnée à R_L, I_p et I_L restent inférieures aux intensités maximales imposées. Tirer les conclusions de l'interprétation de ces courbes.

Indications

— choix des appareils de mesurage

— évaluation des intensités :

pour :
$R_L = \infty \Rightarrow I_p = I_0 = \frac{U_e}{R_p} = \frac{20}{100} = 0{,}2$ A

$R_L = 10\,R_p = 1$ kΩ $\Rightarrow I_p = I_0 + I_L$

$= 0{,}2 + \frac{20}{1000} = 0{,}22$ A.

$R_L = R_p = 100\ \Omega \Rightarrow I_{p\,max} = 0{,}4$ A

$R_L = \frac{R_p}{5} = 20\ \Omega \Rightarrow I_{L\,max} = \frac{20}{20} = 1$ A

et $I_{p\,max} = 1{,}2$ A

dans le dernier cas opérer rapidement car risque d'échauffement du rhéostat.

— expression de $U_s = f(R_2)$ en charge.

$$\text{on a : } U_s = \frac{R_2 \cdot R_L}{R_2 + R_L} \cdot I_p$$

$$\text{et } U_e = \left[(R_p - R_2) + \frac{R_2 \cdot R_L}{R_2 + R_L}\right] I_p$$

$$\text{soit : } \frac{U_s}{U_e} = \frac{R_2}{R_p + \dfrac{R_2\,(R_p - R_2)}{R_L}}$$

$$\Rightarrow U_s = R_2 \cdot \frac{U_e}{R_p + \dfrac{R_2\,(R_p - R_2)}{R_L}}$$

si : $R_L = \infty$ à vide, on a $U_s = \frac{U_e}{R_p} \cdot R_2 = I_0 \cdot R_2$

et pour $R_L \gg R_p$ on a pratiquement $U_s \simeq k R_2$ droite pour une charge R_L faible par rapport à R_p le réglage est difficile dans la zone ② est plus aisé dans la zone ① avec variation de U_s progressive (fig. 3)

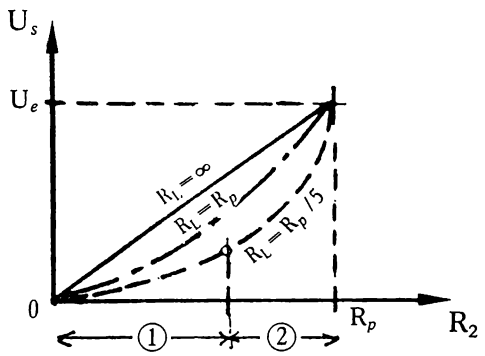


Fig. 3

TRAVAUX PRATIQUES 2

Étude d'un auto-transformateur variable

L'auto-transformateur de types « alternostat », « variac »... fournit une tension alternative sinusoïdale variable de 0 à 240 V (fig. 4).

CONSTITUTION

Il possède un seul bobinage sur un circuit magnétique feuilleté (tôles d'acier doux au silicium isolées par vernis ou oxydation superficielle), de forme torique, avec un curseur ou « balais » mobile en rotation, frottant sur l'enroulement (piste de conducteurs dénudés mais isolés entre eux). Son principe est basé sur le transformateur.

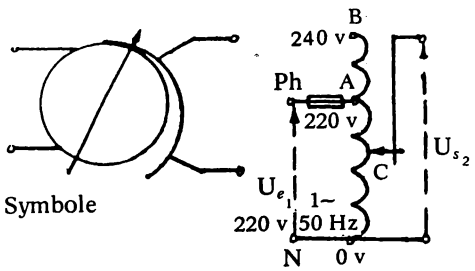


Fig. 4

Le primaire entre O et A possède N_1 spires ; le secondaire a un nombre de spires variable N_2 entre O et B.

Quand le curseur C est en O, $N_2 = O \Rightarrow U_2 = O$; entre O et A : $N_2 \leq N_1 \Rightarrow U_2 \leq U_1$; rabaisseur de tension ; entre A et B : $N_2 \geq N_1 \Rightarrow U_2 \geq U_1$; élévateur de tension.

Danger : L'utilisation au secondaire *n'est pas isolée du réseau EDF*. On ne doit jamais l'utiliser directement sur l'entrée d'un oscilloscope, car risque de court-circuit si la phase secteur est au potentiel 0_V et reliée à la masse et terre de l'oscilloscope. On devra donc alimenter le montage d'étude avec l'alternostat associé à un transformateur d'isolement.

TRAVAIL EXPÉRIMENTAL

Effectuer l'essai à vide puis l'essai en charge à I_2 nominale.

Calculer la chute de tension $\left(\frac{\Delta U_2}{U_{20}}\right)\% = \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}} \times 100$.

Vérifier la graduation indiquée et tracer la courbe $U_2 = f$ (course curseur).

Travaux de maintenance : vérification et étalonnage de Ⓥ par potentiomètre, Ⓥ par alternostat avec Ⓥ étalon numérique. Vérifier que les bornes d'un Ⓥ multicalibres constituent un diviseur de tension étalonné pouvant servir de réducteur de tension pour les observations oscilloscopiques.

MESURE N° 6

Le mesurage des puissances électriques

1. GÉNÉRALITÉS

Du point de vue de l'utilisateur, on doit tenir compte de l'aspect technico-économique, c'est-à-dire de la maîtrise de l'énergie consommée (coût de consommation de l'énergie disponible sur le réseau EDF et gestion de la puissance utile absorbée par « l'abonné » pour alimenter ses équipements). On sait que l'énergie totale d'un « système » est constante et qu'une machine, quelle que soit sa technologie est essentiellement un *transformateur d'énergie* dont le rendement $\eta_{(\text{êta})} = \dfrac{\text{Puissance utile}}{\text{Puissance absorbée}} = \dfrac{P_u}{P_a}$ est inférieur à 1 ou 100 % puisque $P_a = P_u$ + pertes.

La puissance utile P_u est la puissance intéressante pour l'utilisation d'une machine. En électrotechnique les *pertes totales* comprennent :

— les pertes par effet « Joule » ou thermiques dans les enroulements ($p_j = \Sigma RI^2$) ;

— les pertes « fer » dans les circuits magnétiques (p_f = pertes par courants de Foucault et par hystérésis magnétiques en ∿) ;

— les pertes « mécaniques » par frottements (dans les roulements, les paliers, par la ventilation forcée...). Dans toute étude de machine il faut évaluer le bilan des pertes.

2. EXPRESSIONS DE LA PUISSANCE ABSORBÉE PAR UN RÉCEPTEUR

La puissance absorbée par un récepteur dépend du type de *source* (⎓ ou ∿, monophasé ou triphasé en réseau EDF-50 Hz), et du type de *récepteur* (Résistor pur R ; bobinage - circuit inductif LR ; condensateur - circuit capacitif ; ou circuits associés L, R, C présentant une impédance $Z_{(\Omega)} = \dfrac{U}{I}$ et un déphasage $\varphi = (\vec{I}, \vec{U})$).

a. En continu : pour un résistor R on a :

$$P = UI = RI^2 = \frac{U^2}{R}$$

et le mesurage de P s'effectue à l'aide de Ⓐ et Ⓥ (mesure indirecte), ou du wattmètre Ⓦ (mesure directe).

b. En régime sinusoïdal monophasé 1∿ : à fréquence constante, la puissance instantanée (à un instant donné t) est $p = ui$; soit pour $u = U\sqrt{2}\cos\omega t$ et $i = I\sqrt{2}\cos(\omega t - \varphi)$ (fig. 1*a*) on a : $p = ui = 2UI\cos\omega t \cdot \cos(\omega t - \varphi)$; et par application des relations trigonométriques de transformation (ou addition), on obtient $p = UI\cos\varphi + UI\cos(2\omega t - \varphi)$. Le 1er terme est la puissance moyenne constante $P = UI\cos\varphi$; le 2e terme $UI\cos(2\omega t - \varphi)$ est la puissance « fluctuante » fonction périodique du temps de valeur moyenne nulle sur une période.

[Rappel : $2\cos a \cdot \cos b = \cos(a - b) + \cos(a + b) \Rightarrow 2\cos\omega t \cdot \cos(\omega t - \varphi) = \cos\varphi + \cos(2\omega t - \varphi)$].

En vectoriel P est le produit scalaire des vecteurs $\vec{U}$ et $\vec{I}$: $P = \vec{U} \cdot \vec{I} = UI\cos\varphi$ (fig. 1*b*) ; U et I sont en valeurs efficaces. Dans le cas général en électrotechnique les dipôles récepteurs sont des bobinages ou circuits inductifs (L et R associés) d'impédance $Z_{(\Omega)} = \dfrac{U}{I}$, et où les grandeurs u et i présentent un retard (décalage τ) ou déphasage (angle $\varphi = \vec{I}, \vec{U}$). Pour un circuit inductif LR, i est en retard sur u et par convention on pose $\varphi > 0$.

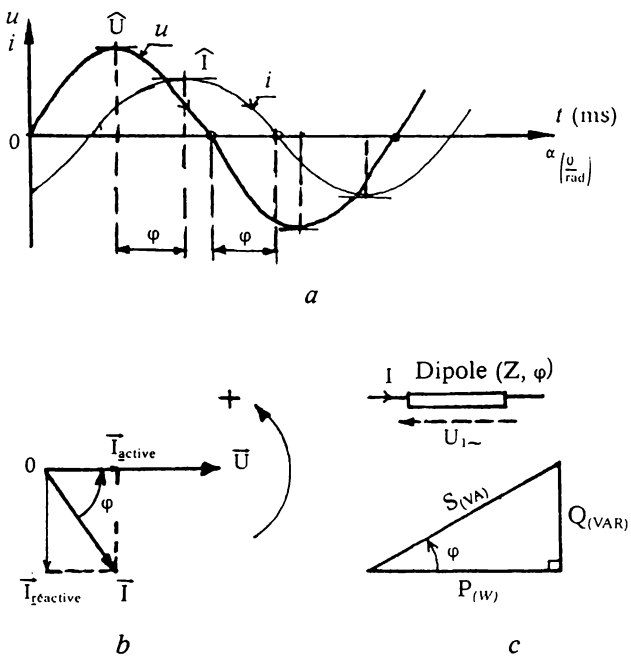


Fig. 1

On définit sur le triangle des puissances (fig. 1*c*) : en réseau 1∿ :

— la puissance active $P = S\cos\varphi$ (watt - W)

— la puissance réactive $Q = S\sin\varphi = P\,\text{tg}\,\varphi$ (volt-ampère réactif - var)

— la puissance apparente $S = UI = \sqrt{P^2 + Q^2}$ (volt-ampère VA)

— le facteur de puissance $\cos\varphi = \dfrac{P}{S}$

3. LA MAÎTRISE DE L'ÉNERGIE CONSOMMÉE

LES MODES DE FACTURATION DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE FOURNIE PAR EDF

Redevance fixe fonction du niveau de la puissance souscrite (en KVA), avec un type de tarif basé sur l'estimation de la consommation.

Facturation de l'énergie consommée active $W = Pt$ (en kWh), modulée suivant la période de consommation (heures creuses, de pointe ; saison : été, hiver).

Facturation de l'énergie réactive (dite « magnétisante ») ; tarif compteur vert en moyenne tension, s'il y a dépassement du seuil (moyenne mensuelle) $\cos\varphi = \dfrac{P}{S} = 0{,}928$ soit $\text{tang}\,\varphi = \dfrac{Q}{P} = 0{,}4$ ($\varphi \approx 22°$) depuis 1990. On voit la nécessité pour l'abonné (en entreprise industrielle) du relèvement du cos φ de son installation (à 0,93), ou par chaque

récepteur inductif (compensation intégrée). On utilise des batteries de condensateurs (tel que $Q_{c\,kvar} = U^2_{\,v}\, C\omega_{\,\mu F\,rad/s} \cdot 10^{-9}$).

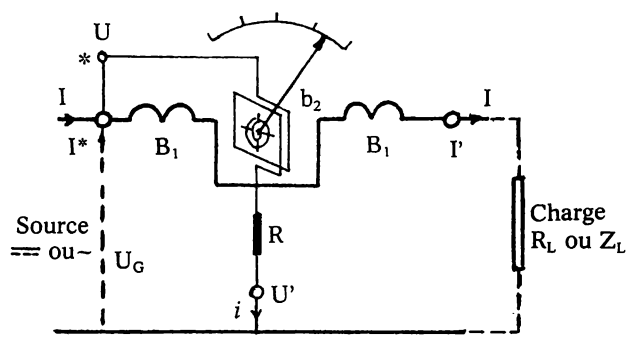
En effet pour l'abonné et l'EDF, un cos φ faible entraîne une surcharge de l'installation, des pertes joule élevées, le surdimensionnement des sections de conducteurs de lignes, des transformateurs et des appareillages de commandes, de sécurité (donc un coût d'investissement élevé), une diminution du rendement énergétique et des pénalisations tarifaires EDF.

Le problème de la gestion de l'énergie dans l'entreprise : il est assez complexe à résoudre et nécessite la connaissance de tous les paramètres d'utilisation du réseau, dans les meilleures conditions de sécurité et de rentabilité. L'établissement du bilan énergétique pour une juste évaluation de la puissance consommée et le choix du tarif EDF doit tenir compte des impératifs technologiques (caractéristiques U, I, P, Q, cos φ des équipements), des fluctuations de la demande en énergie (périodes de travail, opérations de délestage d'une partie de l'installation...), du relèvement du facteur de puissance... Le technicien chargé d'établir les mesurages utilise des « analyseurs » d'énergie électrique (« OPTIVAR 3 », « Multiwatt » de Chauvin-Arnoux), des cos φ-mètres numériques (« NUPHI »), wattmètres numériques de chantier avec pince associée (« NUWATT »).

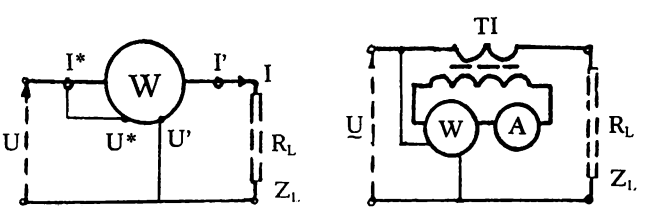
4. LA TECHNOLOGIE DES MESUREURS DE PUISSANCE : WATTMÈTRES

4.1. Le wattmètrre électrodynamique

Symbole ⫩ - constitution (fig. 2*a-b-c*)



Structurel a



b Symbolique c

Fig. 2

De type analogique il mesure la $P_{moy} = \vec{U} \cdot \vec{I}$ (UI en ⎓ ; UI cos φ en 1 ∿) ; il est constitué :

— d'un circuit Intensité (I*I') (2 bobines fixes, gros fil et peu de spires donc faible résistance r_a) parcouru par le courant I qui crée l'induction $\vec{B} = k\vec{I}$;

— d'un circuit tension (U*U') (une bobine « cadre mobile », fil fin, nombreuses spires donc grande résistance R_v) parcouru par le courant $i_v = \dfrac{U}{R_v} = k'U$.

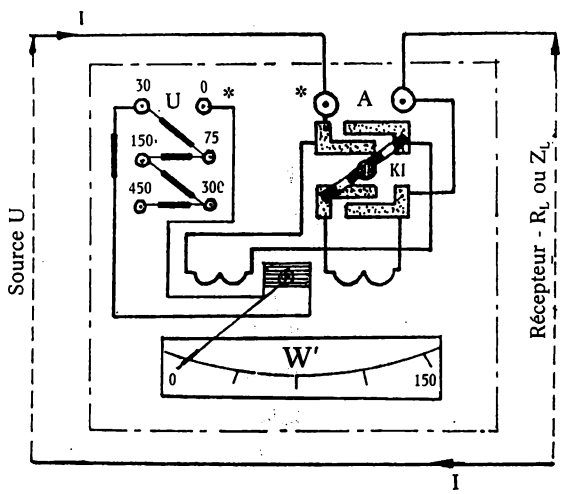
Il résulte un couple électromagnétique moteur sur le cadre mobile tel que $T_M = kBi = K\vec{U}\,\vec{I}$; l'équilibre est obtenu lorsque le couple de torsion antagoniste des ressorts spiraux montés sur l'organe moteur - cadre mobile - $T_R = C\alpha$ (C constante de torsion des ressorts, α angle de rotation du cadre en rad), soit $T_M = T_R \Rightarrow K\vec{U}\,\vec{I} = C\alpha \Rightarrow \alpha$ proportionnel au produit scalaire $\vec{U}\,\vec{I}$.

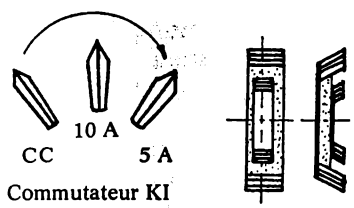
Le wattmètre est gradué en valeurs efficaces P ; il fonctionne en ⎓ et ∿ dans une gamme de fréquence limitée $f \in$ [quelques dizaines de Hz (25 Hz à quelques centaines de Hz (500...1 000 Hz)] nécessitant en fin de gamme une correction de mesure (terme correctif donné par le constructeur).

Pour les intensités élevées, on utilise un transformateur d'intensité (TI) (fig. 1*c*) ; pour les tensions élevées le constructeur fournit des Résistors additionnels calibrés, montés en série dans le circuit tension.

Les entrées des circuits I et U sont repérées par un astérisque * ou un « O ». Voir le schéma structurel (fig. 3) du wattmètre de précision « astatique » de Chauvin-Arnoux. Le choix des calibres tension U et intensité I se fait indépendamment de la puissance car en 1 ∿ P < UI puisque le cos φ du récepteur est inconnu. Le calibre puissance est égal au calibre U × calibre I. La constante de lecture

$$K_{(W/div)} = \frac{\text{Calibre P}}{\text{nombre de divisions de l'échelle}}.$$





Commutateur KI

Fig. 3

Consommation : circuit tension $i_{(V)} = 30$ mA ; circuit intensité S = 2 VA. Classe 0,5 ; pour le type 5-10 A on a suivant le calibre tension $U_{(V)}$ la résistance interne $R_{(V)}$ en kΩ.

Cal. $U_{(V)}$	15	30	75	150	300	450	600
$R_{(V)}$ (kΩ)	0,5	1	2,5	5	10	15	20

La résistance du circuit série est plus difficile à définir (suivant le couplage des bobines, la résistance de contact de KI...).

Avant la mise sous tension, le commutateur KI est toujours en position CC (court-circuit). Toujours monter un Ⓐ pour contrôler le courant I.

Le commutateur KI par la mise en série et en parallèle des 2 bobines « Intensité » permet d'avoir deux calibres (5-10 A) ; (12,5-25 A) ; (2,5-5 A) ; (0,5-1 A).

Le wattmètre « astatique » élimine l'influence des champs magnétiques extérieurs, par la disposition décalée des bobinages I et U.

4.2. Le wattmètre ferrodynamique

Symbole ⊜ ; il est basé sur le même principe que l'électrodynamique, mais les enroulements I sont bobinés sur un circuit magnétique torique feuilleté, entourant le cadre mobile - circuit U. Il est donc plus sensible et sa consommation plus faible, mais sa précision est moins bonne (pertes fer dans le noyau magnétique), la *f* fréquence limitée à 500 Hz ; et dans le cas d'un courant non sinusoïdal (possédant des harmoniques de fréquences élevées) on introduit des erreurs supplémentaires.

Cependant pour une construction soignée, dans le cas d'un wattmètre *compensé*, les appareils les plus récents sont utilisés pour le mesurage des *faibles puissances*. Ils ne nécessitent pas de correction de consommation du fait de la présence d'un enroulement auxiliaire dit « de compensation » monté dans le circuit inducteur et possédant le même nombre de spires N que le circuit I ; il est parcouru par le courant i_v du circuit U et bobiné en sens inverse du circuit I (ampères-tours en opposition). On retrouve le fonctionnement sur la (fig. 4). La correction est automatique en montage aval, du fait que l'on a (en A-t) : $N(I + i_v) - N i_v = NI$.

La touche « compensation » permet la mise en service de cet enroulement. On pourra utiliser pour les travaux pratiques les appareils Chauvin-Arnoux de types « Polycontrôle 542 » [I = 0,1 − 0,2 A ; U = 60, 120, 240 V] et « Polyca CdA 778 » astatique [I = 1 A − 5 A ; U = 1 ∿ − 12 à 480 V ; 3 ∿ 100 à 416 V].

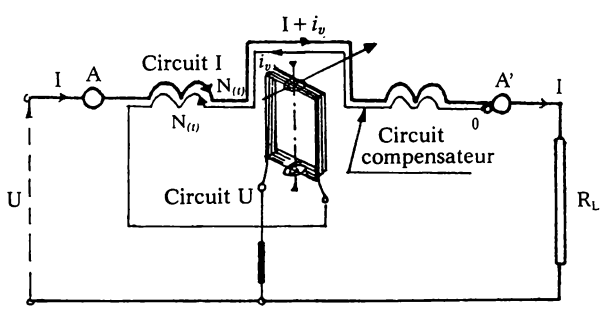


Fig. 4

4.3. Le wattmètre électronique

Il indique le produit P = UI cos φ à l'aide de circuits intégrés multiplicateurs et sommateurs. L'affichage peut être en analogique (sur galvanomètre à aiguille) ou numérique. Ses avantages sont la faible consommation, la possibilité de mesurage sur courants non sinusoïdaux (découpés ou déformés par harmoniques), la plage de fréquence étendue. On trouve les appareils CdA 791, NUWATT (numérique), PROWATT3 (pour le contrôle protatif avec pinces raccordées au réseau triphasé).

5. L'UTILISATION DU WATTMÈTRE EN ⎓ ET 1 ∿

On retrouve les 2 montages possibles des circuits tension U et intensité I du wattmètre ; soient les montages AVAL et AMONT (fig. 5).

5.1. En Aval

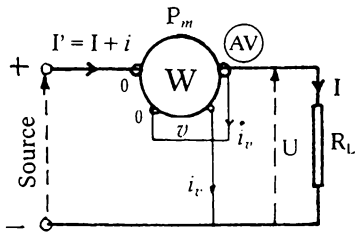


Fig. 5 a

v résistance du circuit tension.

$$v = \frac{\text{Calibre U}}{i_v} = \frac{U}{i}$$

i_v donné par le constructeur $i = \dfrac{U}{v}$

• perturbation par le circuit tension :

$P_{\text{Réelle}} = P_R = UI$ et $P_{\text{mesurée}} = P_m = UI' = U(I + i)$

$P_m = UI + Ui \Rightarrow \Delta P = P_m - P_R = Ui = \dfrac{U^2}{v}$

• le terme correctif est : $\Delta P = Ui = \dfrac{U^2}{v}$

et $P_R = P_m - \Delta P = P_m - Ui$.

• on tire : $\dfrac{\Delta P}{P_R} = \dfrac{Ui}{UI} = \dfrac{i}{I} = \dfrac{U/v}{U/R} = \dfrac{R}{v}$

$\dfrac{\Delta P}{P} = \dfrac{R}{v}$.

montage préférable si $v \gg R$ soit $i \ll I$ donc pour les faibles puissances. On peut facilement corriger $P_R = P_m - Ui$ puisque i donné avec précision.

5.2. En Amont

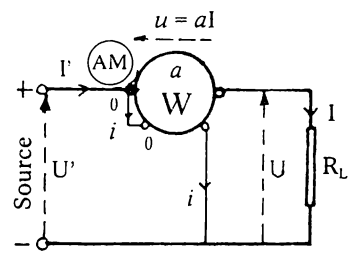


Fig. 5 b

a résistance du circuit intensité.

$S = uI = aI^2$ (en VA) donnée par le constructeur

$\Rightarrow a = \dfrac{S}{(\text{calibre I})^2}$ mal défini.

• perturbation par le circuit intensité :

$P_{\text{Réelle}} = P_R = UI$ et $P_{\text{mesurée}} = P_m = U'I = (U + aI)\,I$

$P_m = UI + aI^2 \Rightarrow \Delta P = P_m - P_R = aI^2 = S_{(VA)}$

• le terme correctif est : $\Delta P = S = aI^2$

et $P_R = P_m - \Delta P = P_m - S$.

• on tire : $\dfrac{\Delta P}{P_R} = \dfrac{aI^2}{Ui} = \dfrac{u}{U} = \dfrac{aI}{RI} = \dfrac{a}{R} = \dfrac{s}{P}$

$\dfrac{\Delta P}{P} = \dfrac{a}{R}$.

montage préférable si $a \ll R$ soit $u \ll U$ en électrotechnique la correction n'est pas nécessaire pour les puissances moyennes et le montage est plus facile.

Montage pratique : (fig. 6)

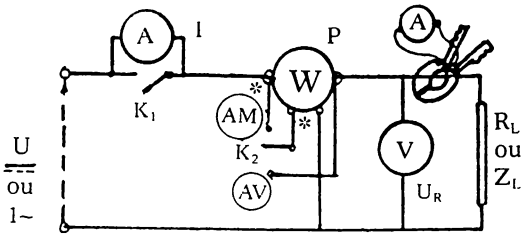


Fig. 6

Le branchement de Ⓐ est obligatoire pour le choix du calibre I du Ⓦ. En ⎓ connaissant les caractéristiques du récepteur (U, P) on peut prédéterminer le calibre $I = \frac{P}{U}$ du Ⓦ mais en ∿ le cos φ est généralement inconnu et on ne peut pas évaluer $I = \frac{P}{U \cos \varphi}$.

Pour le calibre tension U on connaît U d'alimentation.

Précautions : à la position de départ, avant d'appliquer la tension de la source, on place le commutateur KI du Ⓦ sur CC (court-circuit) et on ferme l'interrupteur K_1 court-circuitant Ⓐ. Cette opération de mise en court-circuit de Ⓐ et Ⓦ se répète dans les *changements de calibres* surtout dans le cas d'un circuit de charge inductif (LR, bobinages) afin d'éviter les surtensions et surintensités (fusion des fusibles rapides de protection des appareils, et risque de claquage d'isolant).

Pour vérifier la perturbation introduite par le circuit I en amont Ⓦ on met en position « CC » et on observe U_R ; par le circuit U en aval Ⓦ on débranche le circuit tension et on observe I. Si les déviations de Ⓥ ou Ⓐ ne sont pas négligeables, on choisit le montage en comparant ΔP et on effectue les corrections nécessaires.

Ne pas oublier d'apprécier l'incertitude due à l'appareil (classe du Ⓦ = 0,5) qui est souvent plus élevée que celle due au montage.

TRAVAUX PRATIQUES 1

Étude d'un rhéostat de charge de plate-forme d'essais de machines électriques : P = 4 kW ; U = 220 V ⎓ ou 1 ∿ 50 Hz

MONTAGE

On adopte le montage (fig. 6) ou pour les puissances plus élevées si on ne dispose pas de Ⓦ de calibre intensité suffisant le montage (fig. 7) avec transformateur d'intensité TI en 1 ∿.

TRAVAIL À EFFECTUER

Essais de conformité du rhéostat de charge R_L à variation de puissance par paliers (exprimé en pourcentages de $P_{nominale}$).

en 220 V ⎓

Tracer la courbe d'étalonnage $P_{mesurée}$ (W) = f(% P_{max})

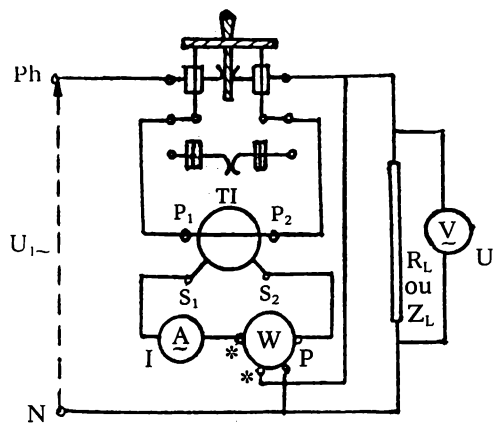


Fig. 7

(à 25, 50, 75, 100 % de 4 kW). Le tableau des mesures et calculs indiquera pour chaque pourcentage : $I_{(A)}$, $P_{mesurée}$ (W) au Ⓦ, $R_{(\Omega)}$ calculée, $P_{(W)} = UI$ calculée [au Ⓥ et Ⓐ], $R_{(\Omega)}$ mesurée (à l'ohmmètre numérique).

Tracer sur le même graphique les courbes de $P = f(I)$ et $P = g(R)$ à U constante. Allures des courbes. Équations. Conclusions.

On justifiera le choix des calibres des appareils de mesurage.

Pour la valeur nominale de P_{maxi} (100 %) on évaluera les incertitudes sur $P_{mesurée}$ au Ⓦ, sur P mesurée au Ⓥ et Ⓐ, sur R mesurée à l'ohmmètre numérique (source débranchée), sur R calculée suivant les relations

$$R = \frac{U_{Ⓥ}}{I_{Ⓐ}} ; R = \frac{P_{Ⓦ}}{I^2_{Ⓐ}} ; R = \frac{U^2_{Ⓥ}}{P_{Ⓦ}}.$$

Conclusions et commentaires.

en 220 V - 1 ~ - 50 Hz

Pour P_{maxi} seulement (100 %) à $U_{efficace}$ = 220 V.

• mesurer : $I_{Ⓐ}$, $U_{Ⓥ}$, $P_{Ⓦ}$, $R_{Ω}$; calculer R, P = UI [Ⓥ et Ⓐ].

Comparer le comportement du rhéostat de charge (à Résistors) en ⎓ et ∿ - Conclure.

Indications

Choix des appareils pour ⎓ et ∿ :

$$I = \frac{P}{U} = \frac{4000}{220} \simeq 18 \text{ A}$$

Ⓐ ⧚ calibre 25 A - classe 2,5 ; Ⓥ ⧚ calibre 300 V - classe 0,5.

Ⓦ ⧈ calibres : 12,5-25 A - 300 V - classe 0,5 - 150 div.

Interprétation des résultats : incertitudes - (à 100 %) P_N = 4 kW.

Méthode directe : sur P mesurée au Ⓦ on a : - -

$$\Delta P = \frac{0{,}5 \times 7500}{100} \simeq \pm 38 \text{ W} \simeq 40 \text{ W}$$

$$\Rightarrow P \in [3960 ; 4040 \text{ W}]$$

avec calibre P = calibre U × calibre I = 300 × 25 = 7500 W

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{40 \times 100}{4000} \simeq 1 \text{ \% pour } P_N \simeq 4000 \text{ W}$$

Méthode indirecte : sur P mesurée au Ⓥ et Ⓐ à $P_{N\,max} \simeq 4000$ W ; U = 220 V ; I ≃ 18 A

$$P \text{ calculée} = U_{Ⓥ} \times I_{Ⓐ} \Rightarrow \frac{\Delta P}{P} = \frac{\Delta U}{U} + \frac{\Delta I}{I}$$

$$\Delta U = \frac{0{,}5 \times 300}{100} = \pm 1{,}5 \text{ V}$$

$$\Delta I = \frac{2,5 \times 25}{100} \simeq \pm 0,63 \text{ A}$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta U}{U} = \frac{1,5 \times 100}{220} \simeq 0,7\ \%$$

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{0,63 \times 100}{18} \simeq 3,5\ \%$$

soit : $\frac{\Delta P}{P} \simeq 4,2\ \%$

donc : $\Delta P = \frac{4,2 \times 4000}{100} \simeq 168 \text{ W} \simeq 170 \text{ W}$

et : $P \in [3830 ; 4170 \text{ W}]$

la précision est médiocre et le choix doit se faire sur la méthode directe au Ⓦ

Si on considère les incertitudes dues aux montages du Ⓦ :

— en aval : $i = 30$ mA et

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{i}{I} = \frac{0,03 \times 100}{18} \simeq 0,2\ \%$$

— en amont :

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{S}{P} = \frac{2 \times 100}{4000} = 0,05\ \% \text{ où } S = 2 \text{ VA}$$

le montage Ⓐ convient et l'incertitude due au montage est négligeable devant celle due à la classe de précision du Ⓦ.

Pour le mesurage de $P = UI$ par la méthode indirecte, on a en montage aval $\frac{\Delta P}{P} = \frac{i_{Ⓥ}}{I} = \frac{R}{v}$ et en montage amont $\frac{\Delta P}{P} = \frac{u_{Ⓐ}}{U} = \frac{a}{R}$. On vérifiera expérimentalement si les perturbations introduites sont négligeables ou si l'on doit corriger la lecture de P.

En ⎓ utiliser une source de courant redressé et *filtrée* qui élimine les harmoniques, sinon risque d'erreurs aléatoires sur P au Ⓦ limité à 60 Hz en fréquence.

Attendre que la température de régime soit établie pour relever les mesures. Pour les alliages résistants, les coefficients de température sont : α (Fer-Nickel) $\simeq 1 \times 10^{-3}$; α (maillechort) $\simeq 3 \times 10^{-4}$; α (manganine) $\simeq 2 \times 10^{-5}$; α (Constantan) $\simeq 1 \times 10^{-5}$. On se reportera au cours de technologie des matériaux électriques.

Mesurage de R à chaud (hors tension) à l'ohmmètre numérique $R \simeq 12\ \Omega$:

Par $R = \frac{U_{Ⓥ}}{I_{Ⓐ}}$ on a :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta U}{U} + \frac{\Delta I}{I} = 4,2\ \%$$

$$\Rightarrow \Delta R \simeq 0,5\ \Omega \Rightarrow R \in [11,5 ; 12,5\ \Omega]$$

Par $R = \frac{P_{Ⓦ}}{I^2_{Ⓐ}}$ on a :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta P}{P} + \frac{2\Delta I}{I} = 1 + 2 \times 3,5 = 8\ \%$$

$$\Rightarrow \Delta R \simeq 1\ \Omega \Rightarrow R \in [11 ; 13\ \Omega]$$

Par $R = \frac{U^2_{Ⓥ}}{P_{Ⓦ}}$ on a :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{2\Delta U}{U} + \frac{\Delta P}{P} = 2 \times 0,7 + 1 = 2,4\ \%$$

$$\Rightarrow \Delta R \simeq 0,3\ \Omega \Rightarrow R \in [11,7 ; 12,3\ \Omega]$$

c'est cette dernière relation que l'on doit utiliser pour la meilleure précision.

En 220 V - 1 ∿ - 50 Hz : On constate que le comportement d'un résistor est le même en continu et en alternatif monophasé à fréquence industrielle.

Les courbes :

— $P = f(I)$ est une droite puisque $P = UI \Rightarrow y = ax$ (U constante).

— $P = f(R)$ est une branche d'hyperbole équilatère puisque $P = \frac{U^2}{R} \Rightarrow y = \frac{a}{x}$.

— $P = f(\%\ P_{max})$ est une droite permettant d'obtenir P absorbée par la charge R_L suivant le pourcentage indiqué (étalonnage).

TRAVAUX PRATIQUES 2

Étude d'un récepteur inductif en alternatif monophasé 1 ∿ - 50 Hz
Relèvement du facteur de puissance cos φ de l'équipement par un condensateur C

1. PRÉPARATION

Prévoir le montage d'étude d'un récepteur monophasé inductif (moteur 1 ∿ d'équipement domestique, tube fluorescent...) afin de déterminer son facteur de puissance $\cos\varphi_1$, sa puissance réactive absorbée Q_1. On relèvera ensuite à l'aide d'un condensateur le $\cos\varphi_1$ à $\cos\varphi_2 = 0,8$ (Arrière).

À l'aide du diagramme vectoriel des *triangles des puissances*, construits sur le même graphique, pour $\vec{P}$ commune et constante, dans les 2 cas (à $\cos\varphi_1$ et $\cos\varphi_2$), déterminer la relation permettant d'obtenir la capacité C (en μF) du condensateur de compensation pour relever le $\cos\varphi_1$ à $\cos\varphi_2 = 0,8$ AR.

On doit retrouver :

$$C_{(\mu F)} = \frac{P(\operatorname{tg}\varphi_1 - \operatorname{tg}\varphi_2)}{U^2\omega} \times 10^6 \quad [P\ (W) ; U\ (V) ; \omega\ (rad/s)]$$

2. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

On travaille sur un tube fluorescent présenté en maquette (fig. 8) de caractéristiques U = 220 V - 1 ∿ - 50 Hz ; $P \approx 30$ W (on prendra $I \leq 0,5$ A).

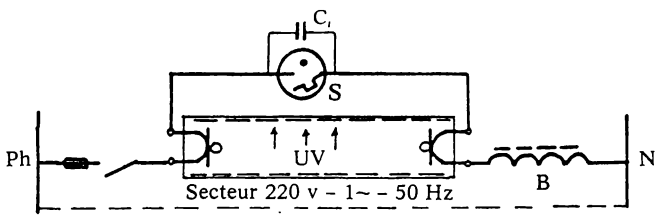


Fig. 8

Revoir l'étude technologique de l'éclairage fluorescent et du fonctionnement d'un équipement (tube fluorescent - bobine « ballast » de forte inductance - dispositif d'amorçage « starter » à tube néon et bilame thermique incorporée).

Réaliser le montage pour la détermination du $\cos\varphi_1$. Justifier le choix des appareils, calibres... Présenter la liste du matériel.

Établir le tableau des mesures et calculs. Rappeler les relations de calculs.

① Z seule - sans condensateur						② Z // C - avec condensateur						
Mesures			Calculs			Mesures			Calculs			
$U_{(V)}$	$P_{1\,(W)}$	$I_{1\,(A)}$	$S_{1\,(VA)}$	$Q_{1\,(var)}$	$\cos\varphi_1$	$U_{(V)}$	$P_{2\,(W)}$	$I_{2\,(A)}$	$S_{2\,(VA)}$	$Q_{2\,(var)}$	$\cos\varphi_2$	Observations

Calculer $C_{(\mu F)}$ pour obtenir $\cos\varphi_2 = 0{,}8$ et déduire I_2 correspondante. Ne pas oublier de préciser la tension de service TS du condensateur.

Brancher C aux bornes du récepteur et mesurer I_2 ; vérifier la coïncidence avec le calcul et que $\cos\varphi_2 = 0{,}8$. On remarquera que P reste constante dans les 2 cas ($P_2 \simeq P_1$). Justifiez-le.

Vérification par le graphique : construire à l'échelle (1 cm = 1 W, 1 VA, 1 var), sur le même graphique avec $\vec{P}$ commune, les 2 triangles des puissances avant ① et après ② compensation du $\cos\varphi$ ($\cos\varphi_1$ à $\cos\varphi_2$) en partant de $\vec{P}$, φ_1 et φ_2. Puis déduire par la mesure des modules des vecteurs à l'échelle sur le graphique Q_1, Q_2, Q_c et C, S_1, S_2. Vérifier la coïncidence avec les calculs.

Évaluer pour le cas n° 1, sans C, les incertitudes ΔP et $\frac{\Delta P}{P}$; ΔS et $\frac{\Delta S}{S}$; $\Delta \cos\varphi$ et $\frac{\Delta \cos\varphi}{\cos\varphi}$.

Tirer les conclusions pratiques relatives au relèvement du $\cos\varphi$ dans les installations industrielles.

Indications

Rappel technologique : schéma de montage du tube fluorescent (fig. 8). Relever le schéma sur la maquette « tube fluo » et expliquer le fonctionnement.

Montage d'étude (fig. 9)

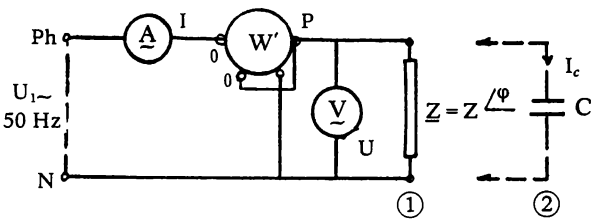


Fig. 9

Choix du montage des appareils Ⓦ, Ⓐ, Ⓥ : vérifier expérimentalement la place correcte dans le circuit et leur influence perturbatrice et corriger la mesure si nécessaire.

Choix des appareils :

Ⓥ cal. 300 V ; classe 1,5 ; 4,3 kΩ/V.

Ⓐ cal. 0,5 A ; classe 1,5 ; $\Delta u \simeq 0{,}2$ V.

Ⓦ cal. 0,5 A - 300 V ; classe 0,5.

$i = 0{,}03$ A ; $s = 2$ VA

1 boîte de condensateurs 0,5 à 15,5 µF ± 10 % - 450 V.TS

On pourra suivant la disponibilité en appareils vérifier les mesures au multimètre TRMS - numérique MAN'X TOP PLUS, au Ⓦ numérique NUWATT et au $\cos\varphi$-mètre numérique NUPHI. D'où proviennent les dispersions éventuelles des mesures ?

Calcul de C pour l'amélioration du $\cos\varphi$ (fig. 10)

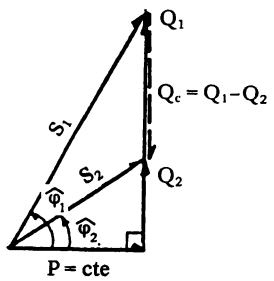


Fig. 10

$$\text{On a } \underset{(var)}{Q_c} = Q_1 - Q_2 = U_c I_c = U \cdot I_c$$

$$\text{et} \qquad I_c \simeq \frac{U}{X_c} = UC\omega$$

avec l'impédance Z du condensateur peu différente de sa réactance :

$$\underset{(\Omega)}{X_c} = \frac{1}{\underset{(F)(rad/s)}{C\omega}}$$

$$\text{Donc : } Q_c = U^2 C\omega \Rightarrow C = \frac{Q_c}{U^2\omega} = \frac{Q_1 - Q_2}{U^2\omega}$$

$$\text{soit : } \underset{(\mu F)}{C} = \frac{P(\operatorname{tg}\varphi_1 - \operatorname{tg}\varphi_2)}{U^2\omega} \times 10^6$$

Sa tension de service TS > $\hat{U} = U\sqrt{2}$; on prendra TS = 1,5 à 2 $\hat{U}$.

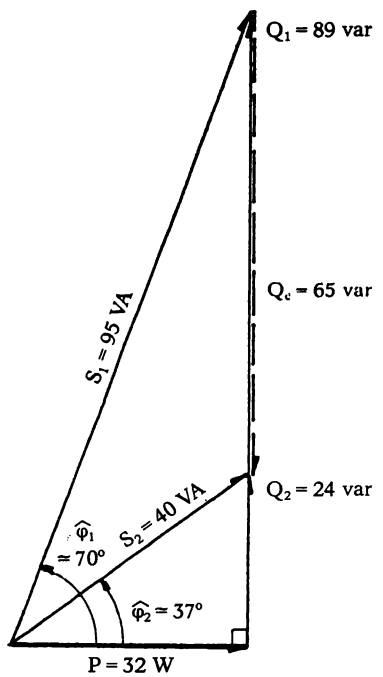


Fig. 11

Mesures et calculs

Relations $S = UI$; $Q = P\,tg\varphi$; $\cos\varphi = \frac{P}{S}$

① tube seul						② tube // C							
Mesures			Calculs			Mesures			Calculs				
$U_{(V)}$	$P_{1\,(W)}$	$I_{1\,(A)}$	$S_{1\,(VA)}$	$Q_{1\,(var)}$	$\cos\varphi_1$	$U_{(V)}$	$P_{2\,(W)}$	$I_{2\,(A)}$	$S_{2\,(VA)}$	$Q_{2\,(var)}$	$\cos\varphi_2$	$I_{2\,(A)}$	Observations
220	32	0,43	95	89	0,34	220	32	0,18	40	24	0,8	0,18	C ≃ 4,5 µF - 450 V

$\varphi_1 \simeq 70{,}3°$ - $tg\varphi_1 \simeq 2{,}8$ $\qquad$ $\varphi_2 \simeq 36{,}9°$ - $tg\varphi_2 \simeq 0{,}75$

Calculs :

$$C_{(\mu F)} = \frac{P(tg\varphi_1 - tg\varphi_2)}{U^2\omega} \times 10^6 = \frac{32(2{,}78 - 0{,}75)}{220^2 \times 314} \times 10^6$$

$\simeq 4{,}3$ µF - 450 V

$$I_2 = \frac{P}{U\cos\varphi_2} = \frac{32}{220 \times 0{,}8} \simeq 0{,}18 \text{ A pour C} = 4{,}3\ \mu F$$

Étude graphique (fig. 11)

Données : P = 32 W ; $\varphi_1 \simeq 70°$; $\varphi_2 \simeq 37°$.

Échelle : 1 mm pour 1 W, 1 VA, 1 var.

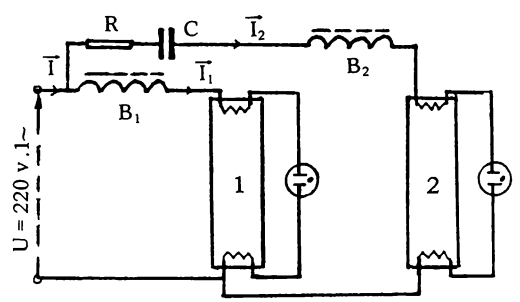
Mesures sur le graphique : on doit retrouver mesures et calculs précédents.

Remarques : En faisant varier C, pour :

C ≃ 5 µF on obtient $I_{2\,mini} \simeq 0{,}15$ A correspondant à $\cos\varphi_2 = 1$ (le dipôle se comporte comme un résistor pur avec I et U en phase - $\varphi_2 = 0$).

C > 5 µF, I_2 augmente à nouveau et $\cos\varphi_2$ diminue ; mais dans ce cas le dipôle devient capacitif (avec I en avance sur U et $\varphi_2 < 0$).

Dans une installation d'éclairage de grande surface ou industrielle, on utilise le montage en « *duo* » de 2 tubes fluorescents afin d'éliminer l'effet de « papillotement » stroboscopique et améliorer le cos φ de l'ensemble (par circuit RC monté dans l'un des tubes) [fig. 12].



Montage "DUO"

Fig. 12

Principe

Le circuit déphaseur RC, grâce au condensateur déphase en avant le courant $\vec{I}_2$; le courant $\vec{I}_1$ est déphasé en arrière sur la tension d'alimentation U.

De ce fait, les minima de courant, donc d'éclairement, ne se produisent plus simultanément dans les 2 tubes et le but proposé est atteint.

Étude expérimentale

Faire le montage duo en maquette avec points-test de mesures (douilles bananes ∅ 4 mm).

Mesurer $I_{①}$, $P_{①}$ et $I_{②}$, $P_{②}$.

Déduire $S_{①}$, $S_{②}$, $\cos\varphi_{①}$, $\cos\varphi_{②}$, *avec* (indice$_{①}$) et *sans* (indice$_{②}$) le circuit RC. Conclusions.

Observations oscilloscopiques : mesurer avec l'oscilloscope en $Y_{(t)}$ en double trace, le déphasage de $\vec{I}_2$ sur $\vec{U}$, puis de $\vec{I}_1$ sur $\vec{U}$, et enfin de $\vec{I}$ sur $\vec{U}$. Déduire à partir de φ le cos φ de l'ensemble et retrouver $P = UI\cos\varphi$.

Conséquences si on élimine le RC ?

TRAVAUX PRATIQUES 3

Le mesurage des faibles puissances en monophasé 1 ∿

On utilisera la méthode *oscilloscopique* pour mesurer le déphasage de $\vec{I}$ sur $\vec{U}$, soit $\varphi = (\vec{I}, \vec{U})$.

PRINCIPE : Montage (fig. 13)

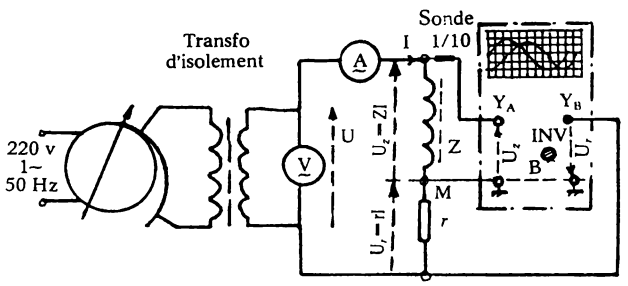


Fig. 13

L'oscilloscope est à double-trace (2 voies Y_A et Y_B) en $Y_{(t)}$.

Le circuit récepteur étudié d'impédance Z est une bobine à fer (LR) inductance variable de laboratoire, ou bobine-relais contacteur, ou primaire de transformateur...

Le résistor *r* en série avec Z est de faible valeur étalonnée $r = 10\,\Omega$, permet de visualiser l'intensité $I = \frac{U_r}{r} = \frac{U_r}{10}$, donc de mesurer $I_{efficace}$.

Le circuit d'étude et l'oscilloscope sont isolés du secteur par un transformateur d'isolement.

L'exploitation de *l'oscillogramme* (fig. 14) permet de déduire le déphasage $\varphi = (\vec{I}, \vec{U})$.

On déduit $P_{(W)} = UI \cos\varphi$ absorbée par le récepteur et $Q_{(var)} = UI \sin\varphi = Pt g\varphi$.

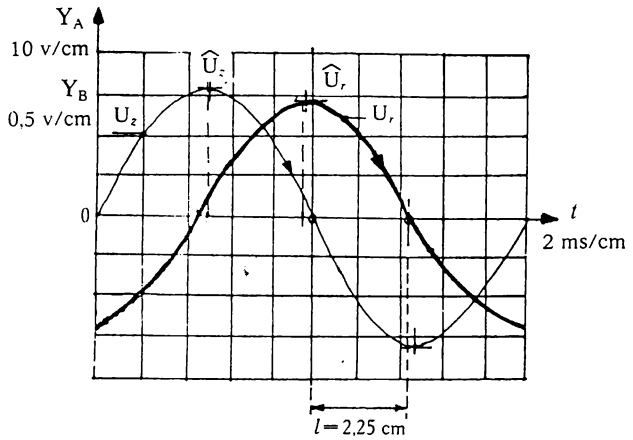


Fig. 14

Réglages :
Base de temps t = 2 ms/cm
Déviation verticale : Y_A = 10 V/cm $\left(\frac{U_z}{10}\right)$
Y_B = 0,5 V/cm (U_r = 10 I)

Mesures sur l'oscillogramme :

Période T de U_Z et I : 2 × 10 = 20 ms
$\Rightarrow$ f = 50 Hz.

$\hat{U}_Z$ = 31 × 10 ≃ 310 V (tenir compte de la sonde réductrice de 1/10 ;

soit $\hat{U}_Z = \frac{6{,}2 \text{ cm}}{2} \times 10 \text{ V/cm} \times 10 = 310 \text{ V}$)

$$\text{donc } U_{Z_{eff}} = \frac{310}{\sqrt{2}} = 220 \text{ V}.$$

$$\hat{U}_r = 2{,}8 \text{ cm} \times 0{,}5 \text{ V/cm} = 1{,}4 \text{ V}$$

$$\Rightarrow \hat{I} = \frac{1{,}4}{10} = 0{,}14 \text{ A} \Rightarrow I_{eff} = \frac{0{,}14}{\sqrt{2}} \simeq 0{,}1 \text{ A}.$$

Déphasage φ : I est déphasée en arrière de U_Z ; I décalée en arrière sur U_Z de t ≃ 4,5 ms (l = 2,25 cm $\Rightarrow$ t = 2,25 × 2 ms/cm ≃ 4,5 ms) donc $\varphi = 360° \times \frac{t}{T} = 360° \times \frac{4{,}5}{20} \simeq 81°$ soit P = UI cosφ = 220 × 0,1 × 0,16 ≃ 3,5 W où cosφ = cos 81° ≃ 0,16 et Q = UI sinφ = P tgφ ≃ 22 var.

On a pris dans l'exemple ci-dessus pour Z, *le primaire d'un transformateur* de S = 60 VA - U_1 = 220 V – U_2 = 24 V ; on a mesuré à Ⓐ 0,11 A pour I_{10}, U_1 = 220 V, et P_{10} ≃ 4 W au Ⓦ compensé ; ce qui donnait cosφ_o ≃ 0,16 $\Rightarrow$ φ_o ≃ 81° ; l'inductance L_1 ≃ 6 H pour cet essai à vide (à secondaire ouvert).

* **Attention** : L'oscilloscope visualise normalement la courbe $(-r\vec{I})$ sur l'entrée Y_B au lieu de $(+r\vec{I})$, puisque la masse est commune à *r* et Z et aux 2 entrées Y_A et Y_B. Pour obtenir la *phase correcte de* $\vec{U}_r$ donc de $\vec{I}$ on appuie sur la « *touche INV. B* » (inversion de Y_B).

Dans le cas où la touche d'inversion de phase INV.B n'existe pas il faut tracer le graphique obtenu $(-r\vec{I})$ en opposition de phase pour rétablir la courbe réelle $(+r\vec{I})$. On peut aussi effectuer le montage (fig. 15) si $r\vec{I} \ll \vec{U}_Z$ $\Rightarrow$ $r \ll Z$ et U ≃ U_Z.

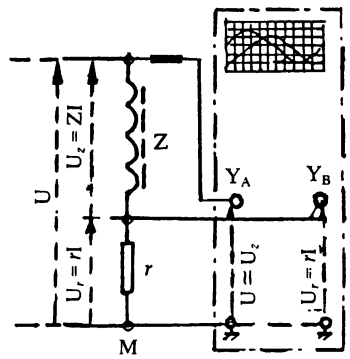
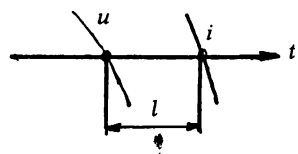


Fig. 15

Pour plus de précision dans la détermination de l'angle de phase φ on trouve une *position « loupe »* en amplification horizontale, multipliant les abcisses par 5. On règle le vernier « Ampli H » pour obtenir par exemple 7,2 divisions par période T avec loupe en position × 1 ; puis avec loupe en position × 5 on obtient donc 7,2 × 5 = 36 div/T $\Rightarrow$ 10°/div. Dans l'exemple traité on a l = 8,1 cm soit φ = 81°.



Pour une détermination précise on agit sur la sensibilité verticale des amplificateurs Y_A et Y_B afin d'obtenir des traces u et i coupant l'axe horizontal sur des fronts raides.

• On traitera d'autres exemples portant sur :

a. L'enroulement primaire d'un transformateur : de S = 1 kVA – U_1 = 220 V – U_2 = 110 V à vide (I_{10} < 0,25 A ; P_{10} ≃ 20 W ; cosφ_o ≃ 0,3 à 0,4 ; Z_1 ≃ 1 kΩ ; L_0 ≃ 3 H à U_{10} = 220 V). On comparera la puissance déterminée par la méthode oscilloscopique à celle mesurée par un Ⓦ compensé 542 ou 778 de Chauvin-Arnoux.

*** Remarque importante**

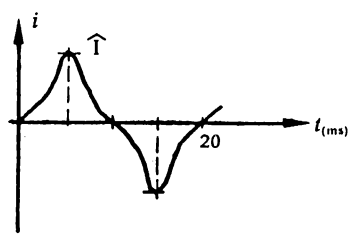


Fig. 16

Lorsqu'on observe le courant i_{10} on remarque pour la valeur nominale de U_{10}, qu'il n'est *pas sinusoïdal* du fait de la saturation du circuit magnétique (fig. 16). Il est donc nécessaire dans ce cas d'utiliser un Ⓐ ≸ ferromagnétique ou mieux un appareil numérique TRMS (efficace vrai). On peut définir le facteur de puissance $f_p = \frac{P}{S}$, mais pas le cosφ puisque *i* n'est pas sinusoïdal (présence d'harmonique H_3, à la fréquence 150 Hz).

b. Étude préliminaire des dipôles électriques. Composants passifs R-L-C :

Le montage d'étude est celui de la (fig. 13) où le dipôle Z est successivement :

1) un *résistor R* (250 Ω - 0,5 A) ;

2) une *bobine L* (L = 1 H, R = 10 Ω, 1 A max) pratiquement « pure » c'est-à-dire avec $R \ll Z$ donc $Z \simeq X_L$. ($Z_{(\Omega)} = \frac{U}{I}$ est l'impédance en ∿, $\underset{(\Omega)}{X_L} = \underset{(H)\ (rad/s)}{L\omega}$ est la réactance ; la bobine est appelée « réactor » en anglais) ;

3) un *condensateur* (C = 10 µF, TS = 400 V, non polarisé).

- ***Tirer les conclusions :***

1) Pour R : $\vec{I}$ et $\vec{U}$ en phase, $\varphi = 0 \Rightarrow \cos\varphi = 1$ et $P = UI = RI^2$, $S = UI = P$ et $Q = 0$; l'énergie est dissipée totalement en chaleur (effet Joule).

2) Pour L : $\vec{I}$ et $\vec{U}$ en quadrature arrière, $\varphi = (\vec{I}, \vec{U}) \simeq \frac{\pi}{2} \Rightarrow \cos\varphi = 0$ et $P \simeq 0$ (ou très faible si $R \ll Z_L$) ; $S = UI = Q = L\omega I^2 = \frac{U^2}{L_\omega}$. Une bobine « consomme » de l'énergie réactive $Q > 0$, dite « magnétisante ». Cependant pour une bobine à noyau magnétique (« fer ») $P \neq 0$ mais faible si le circuit magnétique est feuilleté. Les pertes « fer » : $p_f = p_{CF} + p_H$ (p_{CF} par courants de Foucault induits dans la masse et p_H par « hystérésis magnétique ») sont plus élevées que les pertes Joule si R_{Bobine} faible. On a R équivalente en alternatif ⩾ R en continu et $p_f = kU^2$.

3) pour C : $\vec{I}$ et $\vec{U}$ en quadrature avant, $\varphi = (\vec{I}, \vec{U}) \simeq -\frac{\pi}{2} \Rightarrow \cos\varphi \simeq 0$ et $P \simeq O$; $S = UI = -Q$; $Q = -\frac{I^2}{C\omega} = -U^2 C\omega$; $Q < 0$... Un condensateur « fournit » de l'énergie réactive ; $C_{(F)}$ est la capacité du condensateur, et $\underset{(\Omega)}{X_c} = \underset{(F)\ (rad/s)}{\frac{1}{C\omega}} \simeq \underset{(\Omega)}{Z_c}$ sa réactance. C est exprimée pratiquement en µF, nF, pF.

TRAVAUX PRATIQUES 4

Le mesurage de la puissance à l'aide d'un compteur d'énergie active et d'un chronomètre

C'est un moyen pratique pour contrôler le fonctionnement d'un équipement domestique par exemple, lorsqu'on ne dispose pas de Wattmètre et de déduire son $\cos\varphi$. Le compteur d'énergie est constitué essentiellement de 2 circuits tension U et intensité I produisant un couple moteur moyen sur un disque en aluminium entraînant un compteur-enregistreur mécanique. La rotation du disque est freinée par un aimant permanent (freinage par courants de Foucault induits dans le disque métallique et permettant l'étalonnage du compteur).

Le couple-moteur moyen obtenu est proportionnel à $kUI\cos\varphi$, donc l'énergie consommée enregistrée est $\underset{W\text{-}h}{W} = \underset{Wh}{Pt}$. La *constante k* indiquée par le constructeur exprime l'énergie en W-h par tour du disque du compteur. Par exemple k = 0,45 à 1,8 Wh/tour.

PRINCIPE DU MESURAGE DE P (fig. 17)

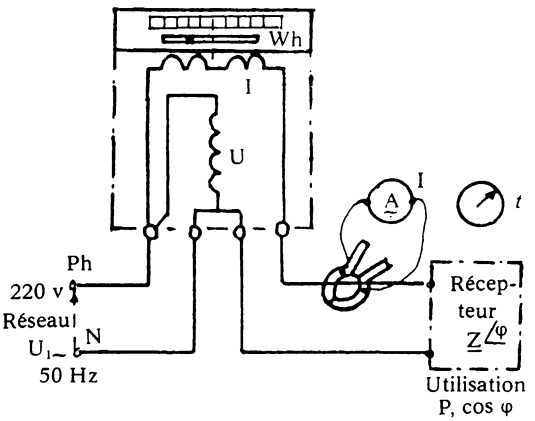


Fig. 17

Brancher uniquement l'équipement en essais. Compter le nombre de tours *n* faits par le disque, pendant une durée chronométrée *t* (en fraction d'heures... 30 s, 1 min)...

On a : $\underset{(W\text{-}h)}{W} = \underset{W\text{-}h/tour}{k \cdot n_{tour}}$ et $\underset{(W)}{P} = \frac{W_{(Wh)}}{t_{(h)}}$

On peut déduire le $\cos\varphi = \frac{P}{S}$ si on dispose d'une pince-ampèremétrique. La mesure U ≈ 220 à 230 V-1 ∿-50 Hz en réseau domestique est facultative.

TRAVAUX PRATIQUES 5

Le réglage du déphasage $\varphi = (\vec{I}, \vec{U})$ donc du $\cos\varphi$ d'une charge $\underline{Z}^{\angle\varphi}$ en monophasé sinusoïdal

1. PROBLÈME POSÉ

Régler à l'aide d'un Ⓦ et d'un condensateur C, un circuit de charge $Z_L = \{R \,//\, L\}$, tel que pour U et I donnés on obtienne un facteur de puissance *cos φ déterminé.*

2. MONTAGE (fig. 18)

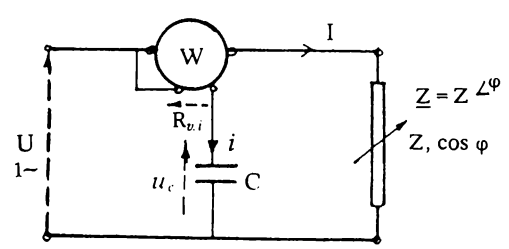


Fig. 18

Le condensateur C est en série avec l'enroulement tension de résistance R_v du Ⓦ. La déviation du Ⓦ est proportionnelle au produit scalaire $\vec{I} \cdot \vec{i} = Ii\cos(\vec{I}, \vec{i})$.

Principe : établir le diagramme vectoriel des tensions de la fig. 18.

Quelle est la condition à réaliser pour que la déviation du Ⓦ soit nulle ? (cos φ est imposé).

Quel est dans la condition précédente la valeur de l'angle $(\vec{U}, \vec{i}) = \theta$?

Déduire alors l'expression de calcul de la capacité $C_{(\mu F)}$ du condensateur.

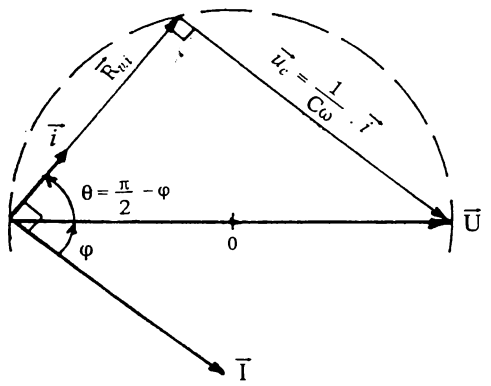


Fig. 19

*** Indications :**

— pour une déviation nulle de Ⓦ on doit avoir $\cos(\vec{I}, \vec{i}) = 0 \Rightarrow \vec{I} \perp \vec{i}$.

— sur le diagramme (fig. 19) pour φ donné $(\vec{I}, \vec{U})$ on a $\theta = (\vec{U}, \vec{i}) = \frac{\pi}{2} - \varphi$.

$$-\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) = \frac{u_c}{R_v \cdot i} = \frac{1}{R_v \cdot C\omega}\ ;\ \text{or } \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) = \operatorname{cotg}\varphi \text{ donc } \frac{1}{\operatorname{tg}\varphi} = \frac{1}{R_v . C\omega} \Rightarrow \operatorname{tg}\varphi = R_v . C\omega$$

$$\Rightarrow \underset{(\mu F)}{C} = \frac{\operatorname{tg}\varphi}{\underset{(\Omega)}{R_v} \cdot \underset{(rad/s)}{\omega}} \times 10^6$$

3. MODE OPÉRATOIRE

Réaliser une charge $Z\angle\varphi$, telle que pour U = 220 V-∿ 50 Hz, on obtienne I = 1 A pour un $\cos\varphi_{(AR)} = 0{,}8$.

Calcul de C pour la déviation nulle du Ⓦ : Ⓦ Chauvin-Arnoux. POLYCA 778-CdA. Calibres 240 V – 1 A – i_v = 5 mA – ΔU = 0,5 V.

$$\text{On a } R_v = \frac{240}{5} = 48\ k\Omega.$$

$$\text{On tire } \underset{(\mu F)}{C} = \frac{\operatorname{tg}\varphi}{R_v . \omega} \times 10^6 = \frac{0{,}75 \times 10^6}{48 \times 10^3 \times 314} = 0{,}05\ \mu F - 350\ V\text{-}TS.$$

Brancher sous U = 220 V-∿ un rhéostat Rh de 350 Ω-1,5 A et le régler pour obtenir un courant $I_{actif} = I\cos\varphi = 1 \times 0{,}8 = 0{,}8$ A.

Brancher ensuite en dérivation sur Rh une bobine à inductance variable L, noyau rentré, puis sortir le noyau jusqu'à ce que le Ⓦ ne dévie plus.

Retoucher légèrement Rh et L pour I = 1 A quand lecture nulle au Ⓦ.

Court-circuiter finalement le condensateur C et mesurer P_{active} consommée. Vérifier que $\cos\varphi = \frac{P}{UI} = 0{,}8$. On peut vérifier aussi $\varphi \simeq 37°$ (pour $\cos\varphi \simeq 0{,}8$) au cosφmètre, à l'oscilloscope.

* Pratiquement pour les essais de machines on réalise le montage (fig. 20). On branche entre la machine génératrice (alternateur, transformateur 1 ∿) et la charge {R // L} un *auto-transformateur* afin de régler en une seule fois le cos φ. Cela permet de tracer rapidement la caractéristique en charge U = *f*(I) de la machine à un cos φ donné.

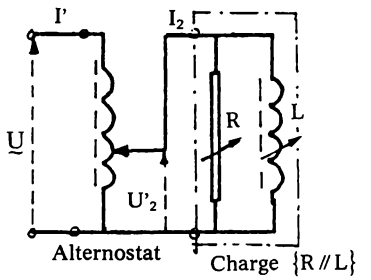


Fig. 20

Le réglage du cos φ reste constant puisque les variations de I' sont obtenues par réglage de U'_2 et non plus par modification de R et L. U'_2 doit être réduite pour éviter la saturation magnétique du noyau de L, qui entraînerait la variation de L donc de Z_L et cos φ.

TRAVAUX PRATIQUES 6

Le mesurage des puissances en triphasé

1. DÉFINITIONS - Rappels

Le système de distribution (réseau EDF) triphasé en sinusoïdal 50 Hz se compose de 3 tensions (ou « phases ») déphasées entre elles de $\frac{2\pi}{3}$ (120°) suivant la (fig. 21). On distinguera un système de tensions *composées* ($\vec{U}_{12}$, $\vec{U}_{23}$, $\vec{U}_{31}$) en avance de $\frac{\pi}{6}$ sur le système de tensions *simples* ($\vec{V}_1$, $\vec{V}_2$, $\vec{V}_3$).

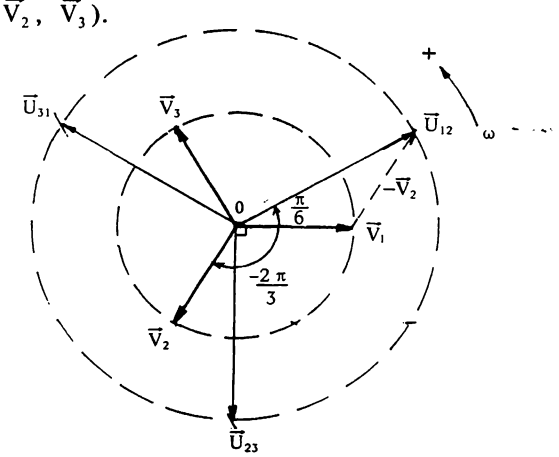
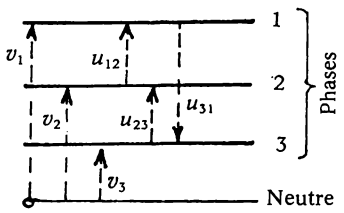


Fig. 21



Relations vectorielles :

$\vec{U}_{12} = \vec{V}_1 - \vec{V}_2$

$\vec{U}_{23} = \vec{V}_2 - \vec{V}_3$

$\vec{U}_{31} = \vec{V}_3 - \vec{V}_1$

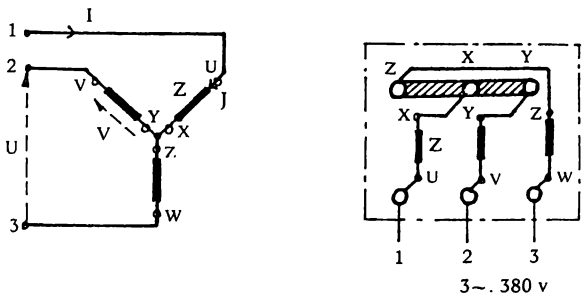
$U_{12} = 2\,V_1 \cos\frac{\pi}{6} = 2V_1 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = V_1\sqrt{3}$

$U = V\sqrt{3}$

2. COUPLAGES DES RÉCEPTEURS 3 ∿ (fig. 22)

Suivant les 2 réseaux 3 ∿ disponibles en salle d'essais.

ⓐ - couplage ÉTOILE Y



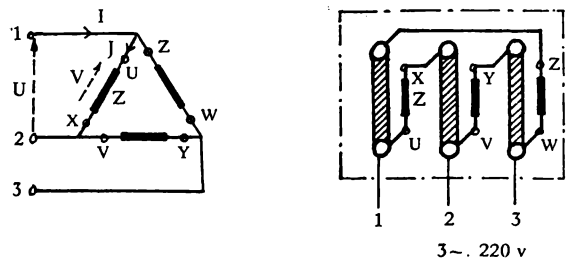
Réseau 380 v

Chaque élément Z est sous la tension $V = \frac{U}{\sqrt{3}}$ et traversé par le courant J = I de ligne.

On a : $P = 3VJ\cos\varphi$; $\varphi = (\vec{J}, \vec{V})$; d'où

$P = 3\frac{U}{\sqrt{3}} I\cos\varphi$; soit : $\underline{P = UI\sqrt{3}\cos\varphi}$

ⓑ - couplage TRIANGLE Δ, D



Réseau 220 v

Chaque élément Z est sous la tension U = V traversé par le courant $J = \frac{I\ \text{ligne}}{\sqrt{3}}$

On a : $P = 3\,VJ\cos\varphi \Rightarrow P = 3\,U\frac{I}{\sqrt{3}}\cos\varphi$;

soit $\underline{P = UI\sqrt{3}\cos\varphi}$

Fig. 22

Pour le même récepteur 3 ∿ - équilibré on a P_Y – 380 V = P_Δ – 220 V ; mais sous la même tension d'alimentation on a P_Δ – 380 V = 3 fois P_Y – 380 V donc attention au couplage suivant la tension du réseau : pour le même récepteur 3 ∿ on a couplage Y en 380 V et Δ en 220 V, ou Y en 660 V et Δ en 380 V (le réseau 380-660 V est en prévision).

La propriété précédente est utilisée comme *procédé de démarrage dit « étoile-triangle »* des moteurs asynchrones triphasés.

Par exemple, un moteur signalé 220/380 V, alimenté en réseau 3 ∿-220 V fonctionne normalement en couplage Δ-220 V (et Y-380 V) et peut démarrer en Y-220 V puis passer en Δ-220 V à $P_{nominale}$ (P_Y – 220 V = $\frac{P\Delta - 220\ V}{3}$ donc $I_{D_Y} = \frac{I_{D_\Delta}}{3}$ pointe au démarrage).

Le démarrage Y-Δ du même moteur, alimenté en 380 V-3 ∿ est-il possible ? Le démarrage Y-Δ d'un moteur signalé 380/660 V, alimenté en 380 V-3 ∿ est-il réalisable ? Justifier les réponses.

3. MÉTHODES DE MESURAGE DE LA PUISSANCE ABSORBÉE PAR UN RÉCEPTEUR TRIPHASÉ ÉQUILIBRÉ. CAS DES RÉCEPTEURS INDUCTIFS (MOTEURS 3 ∿...)

3.1. Récepteur 3 ∿ - inductif équilibré, en couplage Y avec neutre N' (point commun des 3 enroulements) accessible, alimenté en 380 V-3 ∿ 50 Hz.

* Pour tous les mesurages de puissance du (TP6) on travaillera sur le *même récepteur 3 ∿* afin de comparer les résultats obtenus.

Exemple : avec la *bobine SUTER 3 ∿ à inductance variable* de S = 4 kVA en Y 380 V-3 ∿ ou Δ 220 V-3 ∿ ou mono 220 V-1 ∿ et S = 1,33 kVA en mono 127 V-1 ∿ ; S = 1 kVA en mono-110 V ∿ longueur noyau 20 cm, section carrée 40 mm, longueur bobines 28 cm.

On peut aussi utiliser un moteur asynchrone 3 ∿, un transformateur 3 ∿...

Montage : (fig. 23) avec un seul (W) si le récepteur est équilibré. On doit vérifier cette condition à l'aide de la pince-ampère métrique $I_1 = I_2 = I_3$ pour 3 phases et $I_N = 0$ dans le fil neutre (alimentation 4 fils).

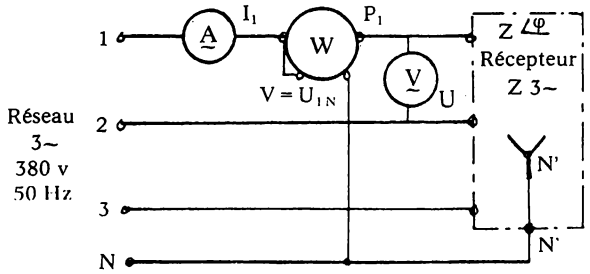


Fig. 23

Travail : pour I = 2,5 A (réglé par les noyaux mobiles des 3 bobines couplées en Y) repérer la position du noyau et ne plus y toucher. Longueur sortie [13;14 cm]. Liste des appareils.

Préparer le tableau des mesures et calculs : U, V, I, P_1, $\boxed{P = 3P_1}$, S, cos φ, φ, Q.

Mesurer (à froid) la résistance R_1 d'un enroulement à l'ohmètre numérique, puis (à chaud) en fin d'essais, alimentation coupée.

Poser les calculs sur la copie compte rendu et rappeler les relations avec leurs unités.

Mesurages : précautions au départ de l'essai : quelle doit être la position du noyau pour I minimale ?

Exploitation des mesures : tirer Z_1 bobine $= \frac{V}{I}$; R_1 bobine équivalente $= Z_1 \cdot \cos\varphi > R_1$ mesurée en continu. Pourquoi ?

$$L_1 = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{\omega} \approx \frac{Z}{\omega}$$

Construire le triangle des puissances P, Q, S à partir de P et S ; déduire φ et Q et retrouver les valeurs calculées de S, $\cos\varphi$, Q.

Indications : repère noyau sorti ≃ 13,7 cm pour I = 2,5 A. Constantes : U = 380 V-3∿-50 Hz ; V ≃ 220 V.

$I_{(A)}$	$P_{1(W)}$	$P_{(W)}$	$S_{(VA)}$	$\cos\varphi$	$\varphi^{(o)}$	$Q_{(var)}$	
2,5	65	195	1650	0,12	83	1610	

$S = UI\sqrt{3}$, $Q = P\,\mathrm{tg}\varphi$; $\cos\varphi = \frac{P}{S}$

R_1 enroulement ≃ 3 Ω

$Z_1 = \frac{V}{I} = \frac{220}{2,5} \simeq 90\ \Omega$; Réq $= Z_1 \cdot \cos\varphi \simeq 11\ \Omega$

du fait des pertes fer Réq $> \underset{\sim}{\underline{R}}$; $L \simeq \frac{Z}{\omega} \simeq 0,3$ H.

Ⓦ cal. 300 V - 2,5 A - 150 div - k = 5 W/div - classe 0,5

i_v = 30 mA ; S_1 = 2 VA - barrette/mono.

Ⓐ cal. 2,5 A ⧓ classe 0,5	Ⓥ cal. 300 V ⧓ classe 0,5

3.2. Mesurage de la puissance réactive

Avec le même récepteur qu'en 3.1, et à l'aide d'un seul Ⓦ suivant le montage (fig. 24).

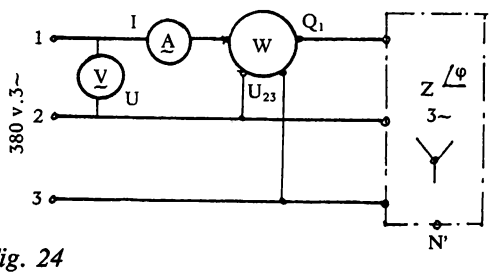


Fig. 24

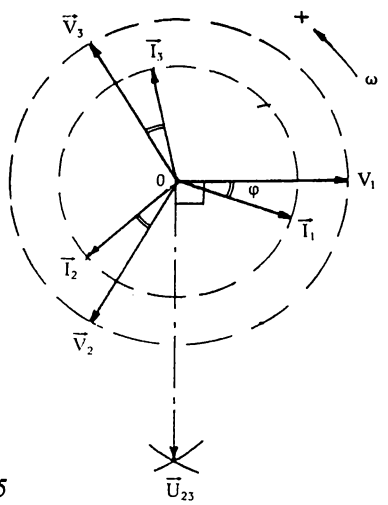


Fig. 25

Indications

$U_{(V)}$	$I_{(A)}$	$Q_{1\,(var)}$	$Q_{(var)}$
380	2,5	940	1 630

Ⓦ cal. 450 V × 2,5 A - k = 7,5 W/div

mêmes Ⓐ 2,5 A ; Ⓥ 450 V

Principe : Méthode de Blondel

À l'aide du diagramme vectoriel (fig. 25) en remarquant que $(\vec{U_{23}}, \vec{V_1}) = \frac{\pi}{2}$, exprimer $(\vec{U_{23}}, \vec{I_1})$ sachant que le déphasage de $\vec{I_1}$ sur $\vec{V_1} = \varphi$.

Le Ⓦ mesure $Q_1 = \vec{U}_{23} \cdot \vec{I}_1$, montrer que la puissance réactive consommée par le récepteur est $Q = Q_1 \times \sqrt{3}$

Indications

$(\vec{U_{23}}, \vec{I_1}) = \frac{\pi}{2} - \varphi$

Ⓦ mesure $Q_1 = U_{23} \cdot I_1 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)$

Or $\cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) = \sin\varphi \Rightarrow Q_1 = U_{23} \cdot I_1 \cdot \sin\varphi$

Comme $Q = UI\sqrt{3}\sin\varphi$, on tirera Q en faisant $\underset{\text{var}}{Q} = \sqrt{3} \cdot Q_1$

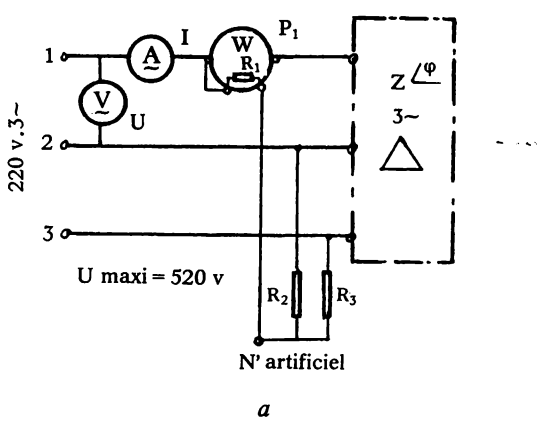
Mesure

Pour I = 2,5 A, mesurer Q_1 et déduire Q. Comparer au résultat obtenu en 3.1. Discuter les résultats en évaluant les incertitudes de mesures éventuellement.

Attention au calibre « tension » du Ⓦ.

3.3. Mesurage sur récepteur 3 ∿ équilibre avec N' (point commun des enroulements) non accessible et un seul Ⓦ. Montage avec neutre artificiel. Couplage triangle Δ

Toujours avec le même récepteur, mais en couplage Δ sous un réseau 3 ∿ - 220 V - 50 Hz. On réalise le montage avec *neutre artificiel* suivant le montage (fig. 26*a* et *b*).



a

Fig. 26

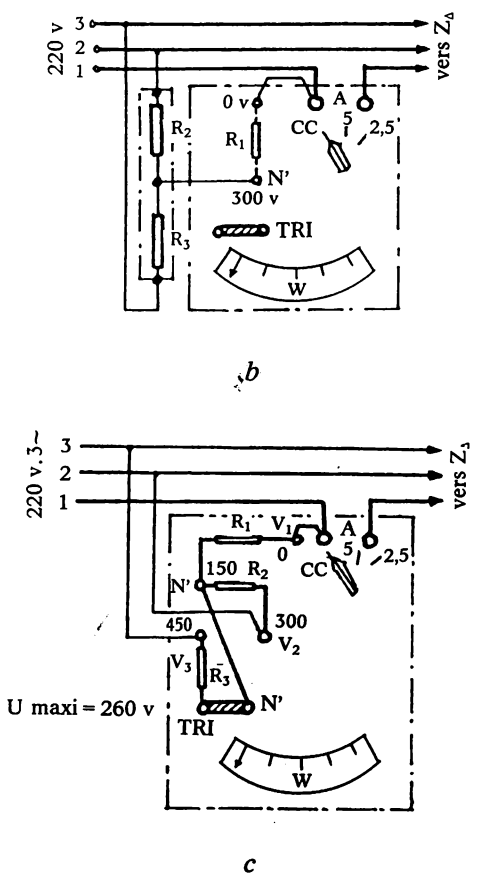


Fig. 26

Sur les figures 26*a* et *b*, on crée un neutre artificiel N' à l'aide du montage Y de R_1 (circuit tension du Ⓦ), R_2 et R_3 (en boîte additionnelle fournie par le constructeur) ; sur la figure 26*c*, le neutre artificiel est formé par couplage interne des résistors internes du Ⓦ. La barrette de connexion est placée sur la position TRI.

Travail

Réaliser les montages (26*b*) et (26*c*) et effectuer les mesures de U, I, P_1 ; calculer $P = 3P_1$, S, $\cos\varphi$, φ et Q.

Comparer les résultats avec 3.1 et 3.2. Conclure.

Attention

$I_\Delta = I_Y \times \sqrt{3}$. Veiller au choix des calibres de Ⓐ et Ⓦ.

Indications

avec le montage (26*a-b*)

$U_{(V)}$	$I_{(A)}$	$P_{1\,(W)}$	$P_{(W)}$	$S_{(VA)}$	$\cos\varphi$	$\varphi_{(°)}$	$Q_{(var)}$
220	4,3	65	195	1 640	0,12	83	1 610

Avec le montage (26*c*), on obtient des mesures peu différentes de celles ci-dessus.

Conclusions

Pour le même récepteur on obtient :

$$P_{220\ V\text{-}\Delta} = P_{380\ V\text{-}Y}$$

avec $U_\Delta = \dfrac{U_Y}{\sqrt{3}}$ et $I_\Delta = I_Y \times \sqrt{3}$

3.4. Méthodes de mesurages pratique des puissances

On utilisera plutôt des appareils transportables et faciles à manipuler tels que la *pince wattmètre TPW*$_1$ (Transformateur - Pince Wattmétrique) de Chauvin-Arnoux, qui est un transducteur associé à un multimètre numérique. Elle délivre un signal analogique continu proportionnel à P ou Q mesurées. On retrouve les montages classiques des puissances actives et réactives sur réseaux mono et triphasés. En réseau 3 fils déséquilibré les sorties des 2 pinces entourant les phases 1 et 2 sont mises en série puis branchées sur le multimètre. Les connexions tension des 2 pinces se branchent comme les circuits tensions des 2 Ⓦ (fig. 27). De même sur réseau 4 fils déséquilibré, on mesure P globale (3 pinces circuits I en série, et circuits U entre chaque phase et neutre).

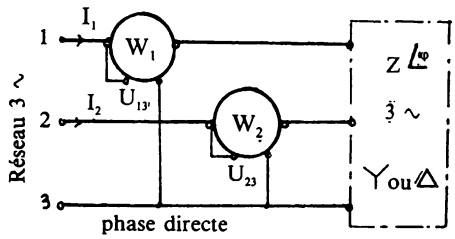


Fig. 27

MODÈLE FICHE DE TRAVAIL À ÉTABLIR PAR L'ÉLÈVE

Mesures 1re
Date :

Nom :

Classe :

Fiche n°
Travail

Étude d'un rhéostat de charge de plate-forme d'essais de machines électriques

Note :

Commentaire :

1. BUT

Effectuer les essais de conformité au document constructeur d'un plan de charge de machines électriques. Mettre en œuvre les appareils de mesurage des grandeurs électriques.

2. PRÉPARATION

Revoir le plan d'étude proposé et compléter ce qui suit.

2.1. Identification du récepteur en essais et des sources disponibles :

Rhéostat de charge par commutation de résistors bobinés avec indication du pourcentage de la puissance maximale dissipée.

Relevé de la plaque signalétique :

Constructeur : . . . . . type : . . . . . n° : . . . . .
Puissance : . . . . . kW
Tensions : 220 V — ; 220 V - ∿ - 50 Hz - monophasé
220 V ∿ triphasé ; 380 W ∿ triphasé

Couplages sur la plaque à bornes suivant les réseaux disponibles et identification des bornes d'entrées.

2.2. Compléter le schéma figure 1.

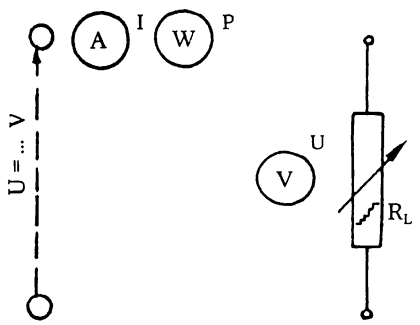


Fig. 1

2.3. Choix des calibres des appareils :

Prédétermination par calculs préalables des calibres de Ⓐ, Ⓥ, Ⓦ et de la section des conducteurs pour la puissance maximale indiquée.

Préétablir la liste des matériels et appareils.

2.4. Tableau des mesures et calculs à compléter.

Constantes : tension U = . . . V ; fréquence *f* = . . . Hz

	mesures			calculs		
% indiqué	I (A)	$P_Ⓦ$ (W)	R (Ω)	P = UI (W)	R (Ω)	Observations calibres Ⓐ Ⓥ Ⓦ
0						
10						
25						
50						
75						
100						

On se reportera à la « fiche documentation » pour l'utilisation des appareils de mesurage Ⓐ ampèremètre, Ⓥ voltmètre, Ⓦ wattmètre.

Le tableau 2.4 sera utilisé pour les tensions *220 V continu* et *220 V sinusoïdal - monophasé* 50 Hz (1 ∿ - 50 Hz).

Fiche n° Nom : Classe :

3. DÉROULEMENT

3.1. Montage : règles indiquées dans le plan d'étude.

3.2. Essais - Mesurages

Compléter le tableau des mesures pour les tensions 220 V continu. Reproduire ensuite un second tableau pour la tension 220 V - alternatif sinusoïdal 50 Hz du réseau EDF entre phase et neutre (*noté* 220 V - 1 ∿ - 50 Hz) dit « monophasé ».

On mesurera la résistance de charge (notée R_L - L « load » signifie charge) à l'aide d'un ohmmètre numérique (ou « digital »), après l'essai en charge, après avoir *coupé et débranché* l'alimentation du montage.

Mesurages en réseau « triphasé » équilibré en tensions 220 V - 3 ∿ - 50 Hz et 380 V - 3 ∿ - 50 Hz.

On réalisera les couplages indiqués en triangle 220 V - 3 ∿ (noté Δ ou D) et en étoile 380 V - 3 ∿ (noté Y), puis on effectuera les mesurages pour la valeur maximale de P, à 100 % seulement. Se reporter à la fiche Doc. FD.

3.3. Calculs

On présentera tous les calculs relatifs à la valeur nominale à 100 % de P.

Pour les calculs de R on *choisira* parmi les trois relations :

$$R = \frac{U}{I} \; ; \; R = \frac{U^2}{P} \; ; \; R = \frac{P}{I^2}$$

celle donnant l'incertitude minimale compte tenu de la classe de précision des appareils utilisés.

3.4. Liste des matériels et appareils

Se reporter à la fiche documentation FD.

4. COMPTE RENDU

4.1. Exploitation des résultats

Tracer la courbe d'étalonnage de P mesurée en fonction du pourcentage de P maximale indiquée.

Construire sur le même graphique les courbes $P = f(I)$ et $P = g(R)$ à U constante.

Comparer le fonctionnement et les résultats en ⎓ et en 1 ∿ - 50 Hz. Déduire le comportement du dipôle R dans les 2 cas.

Mesurages en triphasé : comparer à P nominale les tensions, intensités et puissances en Δ - 220 V - 3 ∿ et Y - 380 V - 3 ∿.

4.2. Conclusion

Discuter l'allure des courbes obtenues, de leur conformité à la théorie ; justification et expressions mathématiques (équations) des fonctions *f* et *g*.

Apprécier l'incertitude introduite sur P mesurée au Ⓦ et sur P calculée aux Ⓥ et Ⓐ pour 100 % P indiquée.

Insister sur les couplages d'un même récepteur en triphasé tels que :

$$P_{Y\text{-}380\,V} = P_{\Delta\text{-}220\,V}$$

III - Les dipôles passifs électriques RLC en courant sinusoïdal

MESURE N° 7

Le résistor

Thème : On étudiera le comportement de chaque dipôle élémentaire, composants de base des circuits électriques : Résistor R, condensateur C, bobine d'inductance L, en alternatif sinusoïdal à fréquence industrielle. On comparera les comportements en continu et en alternatif et on déduira leurs propriétés caractéristiques et les relations entre grandeurs électriques qui en découlent (tension U, intensité I, déphasage φ).

On terminera cette étude par l'association des dipôles en circuits LR, RC et LRC en insistant sur le cas particulier de la résonance du circuit LRC série et dérivation.

1. MÉTHODE GÉNÉRALE D'ÉTUDE D'UN DIPÔLE PASSIF

Un dipôle « passif » est récepteur d'énergie électrique, par opposition au dipôle « actif » qui est un électromoteur (générateur ou récepteur de tension ou de courant), tels que les piles et accumulateurs possédant des paramètres caractéristiques constants (E (fém) ou E' (fcém) et *r* résistance interne.

MONTAGE D'ÉTUDE (fig. 1)

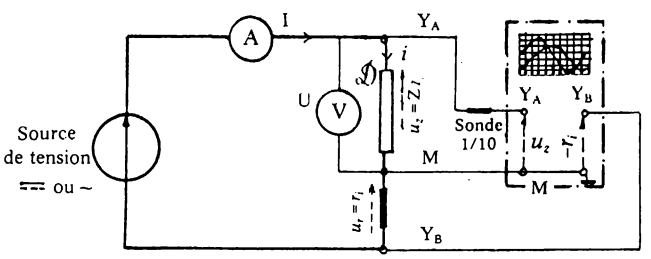


Fig. 1

Matériels

Composant : *dipôle* $\mathscr{D}$. Définir si Résistor R, ou « réactor » d'impédance Z, réactance X, résistance R.

$$\underline{Z} = Z\angle\varphi = \{R, X\}$$

Préciser P_{max}, U_{max} et I_{max} admissibles.

Source de tension

Nature, forme en basse tension 6,12 V ⎓ et ∿ - 50 Hz ; générateur BF ∿ à fréquence variable et tension constante.

Appareils de mesures

Choix des appareils, calibres, types, classes ; choix du montage : apprécier les incertitudes, inventorier les causes d'erreurs systématiques et fortuites.

MODE OPÉRATOIRE

Étude comparative du dipôle $\mathscr{D}$ dans les différents cas de sources de tension. Pour la même tension appliquée au dipôle $U < U_{max}$, on utilisera un montage potentiométrique en continu ou une alimentation stabilisée à tension variable et un « alternostat » avec transformateur d'isolement en sinusoïdal 50 Hz ; à fréquence variable en ∿ avec un générateur de fonctions étalonné, à tension constante, on limitera la fréquence maximale suivant la « bande passante » des appareils de mesures.

TABLEAU DES MESURES ET CALCULS

	Mesures				Calculs						
source	$U_{(V)}^{(V)}$	$I_{(A)}^{(A)}$	$P_{(W)}^{(W)}$	$R_{(\Omega)}^{(\Omega)}$	$Z_{(\Omega)} = \frac{U}{I}$	$S_{(VA)} = UI$	$P_{(W)} = RI^2$	$\cos\varphi = \frac{P}{S}$	$\varphi_{(°)}$	$Q_{(var)} = Ptg\varphi$	Observations
continu ⎓											
sinusoïdal ∿ 50 Hz											
Gᵉᵘʳ BF ∿											f = 100 Hz à f limite

2. ÉTUDE À L'OSCILLOSCOPE

Avec générateur BF à fréquence variable et tension constante ≃ 10 V en sinusoïdal.

Visualisation en bicourbe de u et i; attention à appuyer sur la touche d'inversion de phase sur la voie Y_B (inv. B) pour observer i en phase réelle.

Déduire le *déphasage* $\varphi = (\vec{I}, \vec{U})$ et préciser son *sens* : $\varphi > 0$ si i en retard sur u, $\varphi < 0$ si i en avance sur u, et $\varphi = 0$ si i et u en phase, ce qui détermine la nature de la réactance X du dipôle $\mathcal{D}$ ($\varphi > 0 \equiv$ inductif; $\varphi < 0 \equiv$ capacitif; $\varphi = 0 \equiv$ résistif).

Préciser les valeurs de $\hat{U}$, $\hat{I}$, déduire les valeurs efficaces U et I en $\sim$ et comparer aux mesures à Ⓥ et Ⓐ analogiques (bande passante réduite ≃ 5 kHz) et numériques.

Attention à l'influence de la température sur les composants donc opérer rapidement à intensité réduite $I < I_{max}$. Le coefficient de température a ou α dépend du composant : $\alpha_{cuivre} \simeq 4 \times 10^{-3}$; $\alpha_{tungstène} \simeq 5 \times 10^{-3}$; $\alpha_{ferro\text{-}nickel}$ (Fe 75 + Ni 25) $\simeq 0{,}9 \times 10^{-3}$; $\alpha_{carbone} = -4 \times 10^{-4}$ négatif.

Conclusions

Exploiter le tableau des mesures et calculs et les observations oscilloscopiques. Mise en évidence de l'impédance Z [courbes $U = f(I)$], de la réactance X, de la résistance R du dipôle $\mathcal{D}$ et des relations fondamentales (cours d'électrotechnique). Comparaison des puissances P, Q, S et facteur de puissance $f_p = \cos\varphi = \frac{P}{S}$.

TRAVAUX PRATIQUES 1

3. ÉTUDE DU RÉSISTOR

On appliquera la méthode d'étude générale d'un dipôle passif.

Travail

Étudier les séries de résistors électroniques : technologie des composants résistors à couches séries normalisées E6 - E12 - E24 - E48, tolérance 1, 2, 5, 10 %; marquage code des couleurs, valeurs normalisées; résistors bobinés de puissance en électrotechnique (en Nickel-Chrome, vitrifié sur support céramique).

Attention : calcul préalable de U_{max} et I_{max}.

Exemple :

Pour P de 0,25; 0,5; 1, 2 W :

$$P_{max} = RI^2 = \frac{U^2}{R} \Rightarrow U_{max} = \sqrt{PR} \text{ et } I_{max} = \sqrt{\frac{P}{R}}$$

Pour $R = 120\ \Omega - \frac{1}{2}$ W :

$$\Rightarrow U_{max} = \sqrt{0{,}5 \times 120} \simeq 7 \text{ V}$$

$$\text{et } I_{max} = \sqrt{\frac{0{,}5}{120}} \simeq 65 \text{ mA}$$

Pour limiter l'échauffement, on prend U ≃ 5 V, alimentation stabilisée, I ≃ 40 mA.

3.1. Remarques

Les mesurages des résistances mettent en œuvre des méthodes de laboratoire utilisant les « *ponts* » de Wheatstone et de Thomson, avec source continue. Ce sont des méthodes dites « de zéro », consistant à rechercher l'équilibre du pont à l'indicateur de zéro. Le principe est donné sur la figure 2. Le pont de Wheatstone mesure les résistances des composants dans une large gamme de 1 Ω à 1 MΩ. Le pont de Thomson est réservé aux très faibles résistances de 100 μΩ à 10 Ω.

On rencontre d'autres types de ponts destinés aux mesures d'impédances avec source sinusoïdale, générateur BF 1 kHz. Par exemple, les ponts de Sauty (capacités C de 10 nF à 10 μF), de Maxwell (inductances), de Nernst (fréquences). L'aspect théorique des ponts d'impédances est traité dans le cours de physique appliquée à l'aide du calcul en « complexes » (« imaginaire »).

3.2. Utilisations du pont « compact » industriel de Chauvin-Arnoux, des ponts de mesures « R-L-C » transportables sur chantier avec alimentation autonome : on se référera à la documentation constructeur.

Montage pratique : *Pont de Wheatstone AOIP*
$R_x \in [1\ \Omega; 1\ M\Omega]$

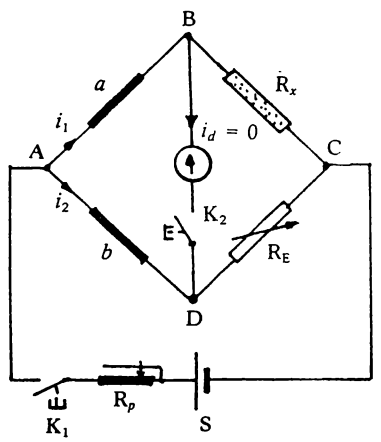
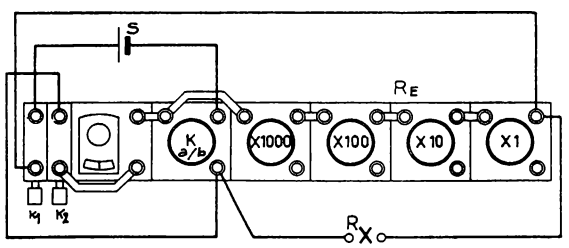


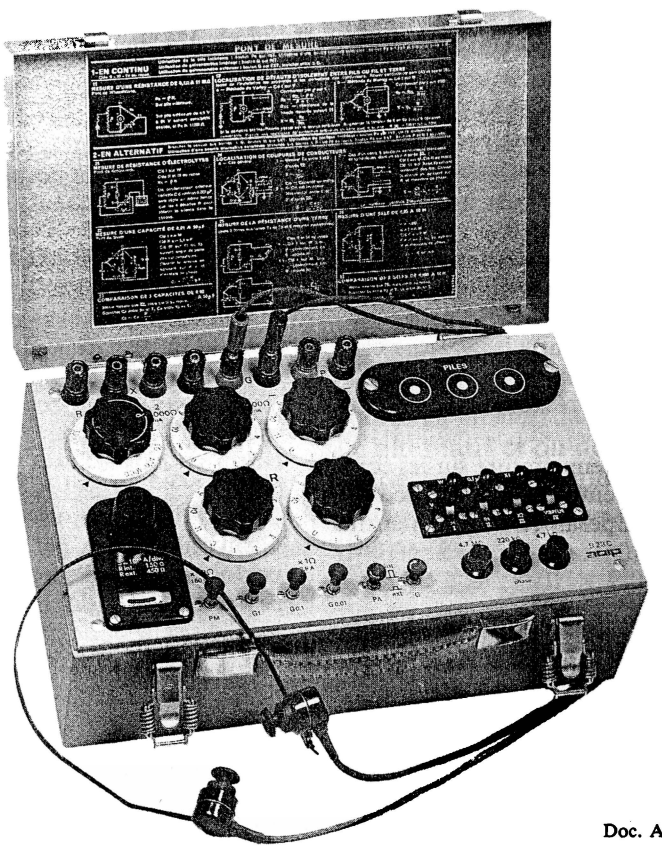
Fig. 2



S = 2 à 4 V pour R_x = 1 Ω à 11 kΩ; 4 à 24 V pour R_x = 11 kΩ à 110 kΩ; 20 V/100 kΩ... précision des mesures ≃ 0,5 % - modules Assopréci; *a/b* de 10^{-3} à 10^2.

Établir la condition d'équilibre du pont : pour $i_d = 0$ au galvanoscope à aiguille on a : $V_B - V_D = 0$
$\Rightarrow$ potentiel B = potentiel D
$\Rightarrow a i_1 = b i_2$ et $R_x \cdot i_1 = R_E \cdot i_2$ soit $\frac{a}{R_x} = \frac{b}{R_E}$
$\Rightarrow R_x = R_E \cdot \frac{a}{b}$

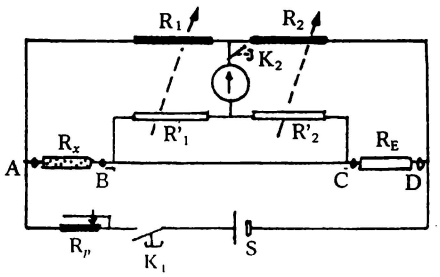
le rapport $\frac{a}{b}$ de « tête de pont » est le multiplicateur 10^n.



Doc. AOIP

Pont pour la mesure de circuits RLC et la localisation de défauts type B 28 C

Le pont de Thomson (fig. 3)



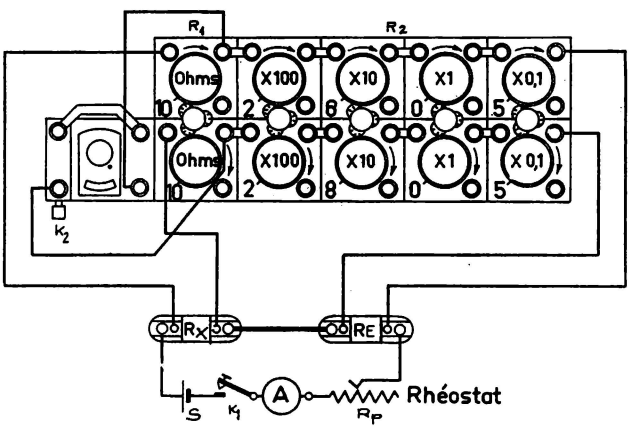


Fig. 3

Mesure les très faibles résistances de quelques μΩ à 1 Ω. Veiller aux résistances de contact, fém thermo-électriques.

(R_1, R'_1) et (R_2, R'_2) jumelées par roues dentées; $R_1 = R'_1$ et $R_2 = R'_2$.

Tirer l'équation d'équilibre du pont double de Thomson : $R_x = R_E \cdot \frac{R_1}{R_2}$

Pour $R_x \in [10^{-4}\ \Omega ; 10\ \Omega]$,
prendre $R_1 \in [10\ \Omega ; 1\ k\Omega]$
et $R_E \in \{10^{-3} ; 10^{-2} ; 10^{-1}\ \Omega\}$.

MESURE N° 8

TRAVAUX PRATIQUES 1

Étude de la bobine : circuit {LR}

En se référant à la méthode générale, on étudiera une bobine ou « réactor » inductif pour définir ses paramètres caractéristiques : résistance R, impédance Z, réactance d'inductance X_L, inductance L et déphasage $\varphi = (\vec{I}, \vec{U})$.

1. ÉTUDE PRÉPARATOIRE

Expériences préliminaires (fig. 1 et 2).

Avec *bobine de laboratoire SUTER* (à inductance variable par déplacement du noyau magnétique). Caractéristiques (données constructeur) : L ∈ [0,125 ; 1,1 H] ; I < 1,5 A ; U < 250 V ; R propre en continu = 10 Ω ; R équivalente en 1 ∿ - 50 Hz ≃ 14 Ω ; tgφ ∈ [5 ; 25] ; noyau réglable à vis ℓ = 20 cm, en tôles magnétiques de qualité 0,9 W/kg (pertes fer pour B_m = 1 T et f = 50 HZ ∿).

I supportée = 1,7 A en fonctionnement permanent, 3 A en fonctionnement temporaire (10 min).

ⓐ *en continu*

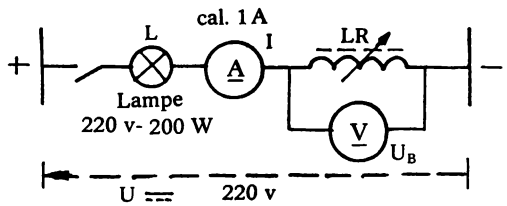


Fig. 1

ⓑ *en sinusoïdal - 50 Hz*

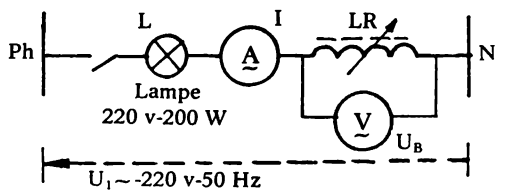


Fig. 2

Observations

Compléter le tableau des mesures et calculs ci-dessous.

Observer l'éclairement de la lampe dans les 2 cas : noyau rentré, puis sorti : quelle est son influence ?

Effectuer la somme arithmétique $U_{Lampe} + U_{Bobine}$; Obtient-on $U_{Lampe} + U_{Bobine} = U_{totale}$ 220 V ? Si non que peut-on conclure ?

Observer la structure du noyau magnétique : « feuilleté » en tôles au Si. Pourquoi ?

Conclusions

• *En continu*

La position du noyau magnétique n'a aucune influence sur I, donc le paramètre L est sans effet. La bobine n'oppose que sa résistance propre $R = \frac{U}{I}$ (constante).

Indications

On a $e = -\frac{d\varnothing}{dt}$ et $L = \frac{d\varnothing}{di}$ (inductance) ; soit $e = -L\frac{di}{dt}$ (fém d'auto-induction).

En régime établi (ou permanent), en continu, I est constant, donc ∅ constant ⇒ L sans effet d'où $e = 0$.

Cependant, en régime transitoire (à la fermeture ou à l'ouverture du circuit) *i* varie rapidement et on observe des phénomènes de surtension (fém *e* élevée) dangereux pour les personnes et les matériels (claquage des isolants).

• *En sinusoïdal*

La position du noyau influe sur les grandeurs mesurées, donc sur les paramètres caractéristiques L, Z de la bobine : elle oppose son impédance $Z = \frac{U}{I}$, Z ≫ R ; Z varie avec L, mais L dépend de la position du noyau, c'est-à-dire de la perméabilité relative μ_r du circuit magnétique de la bobine. On a : $L = 4\pi \cdot 10^{-7}\ (\mu_r) \cdot \frac{N^2 S}{\ell}$, où L inductance en henry (H), N nombre de spires, S section droite du noyau (m^2), ℓ longueur de la bobine (m). Le constructeur précise I_{max} = 1,5 A où L indiquée est respectée.

Attention ! μ_r diminue si le noyau est à la « saturation » magnétique ; si $I > I_{max}$ ⇒ saturation du noyau ⇒ $\mu_r \searrow$ et $L \searrow$ donc $X_L \searrow$, $Z \searrow$ et $I \nearrow$. Si Z ≫ R ⇒ $Z \simeq X_L = L\omega$ *réactance*.
(Ω) (H) (rad/s)

	$L_{(H)}$	$I_{(A)}$	$U_{B\,(V)}$	$U_{Lampe\,(V)}$	$Z_{(\Omega)} = \frac{U}{I}$	$X_L = L\omega$	Observations
220 V ⎓	0,15						$Z = R = \frac{U}{I}$ résistance propre
	1						
220 V ∿-50 Hz	0,15						impédance $Z = \frac{U}{I} \gg R$
	1						$Z \simeq X_L = L\omega$ réactance

2. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

La bobine (L, R) SUTTER § 1.

2.1. Rappels théoriques

Cours de physique appliquée.

Expression des relations caractéristiques :

Impédance Z : en notation complexe $\underline{Z} = Z^{\varphi}$, module Z, argument $\varphi = (\vec{I}, \vec{U})$, φ angle de déphasage de *i* sur *u* dans le dipôle (L, R).

$$\underset{(\Omega)}{Z} = \frac{U}{I} = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

où $\underset{(\Omega)}{X_L} = \underset{(H)}{L}\,\underset{(rad/s)}{\omega}$ est la *réactance* d'inductance et $\underset{(rad/s)}{\omega} = 2\pi \underset{(Hz)}{f}$ la pulsation (si $f = 50$ Hz $\Rightarrow \omega \simeq 314$ rad/s).

Inductance L : méthode de mesurage de L dite « *méthode de Joubert* ».

— $Z = \frac{U_{\sim}}{I_{\sim}}$ est mesurée en sinusoïdal 50 Hz à l'aide du Ⓥ et Ⓐ.

— $R = \frac{U_{\overline{\overline{\ }}}}{I_{\overline{\overline{\ }}}}$ est mesurée en continu à l'aide du Ⓥ et Ⓐ.

— Calcul de L : $Z = \sqrt{R^2 + L^2\omega^2}$

$$\Rightarrow Z^2 = R^2 + L^2\omega^2 \Rightarrow L^2 = \frac{Z^2 - R^2}{\omega^2}$$

$$\Rightarrow L = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{\omega}$$

Remarques importantes

a) Les paramètres apparents R et L de la bobine ne sont pas constants et varient avec la fréquence *f* et la tension d'alimentation U, donc avec l'induction B (état de saturation magnétique du noyau).

b) Le réactor à noyau ferromagnétique se représente sous forme de *modèles équivalents* série (naturel) ou parallèle, mettant en évidence la résistance propre R (de l'enroulement) et la résistance fictive R_f équivalente aux « pertes fer » dans le noyau ($p_{fer} = p_H + p_{CF}$; p_H pertes par hystérésis et p_{CF} = pertes par courants de Foucault) (fig. 3).

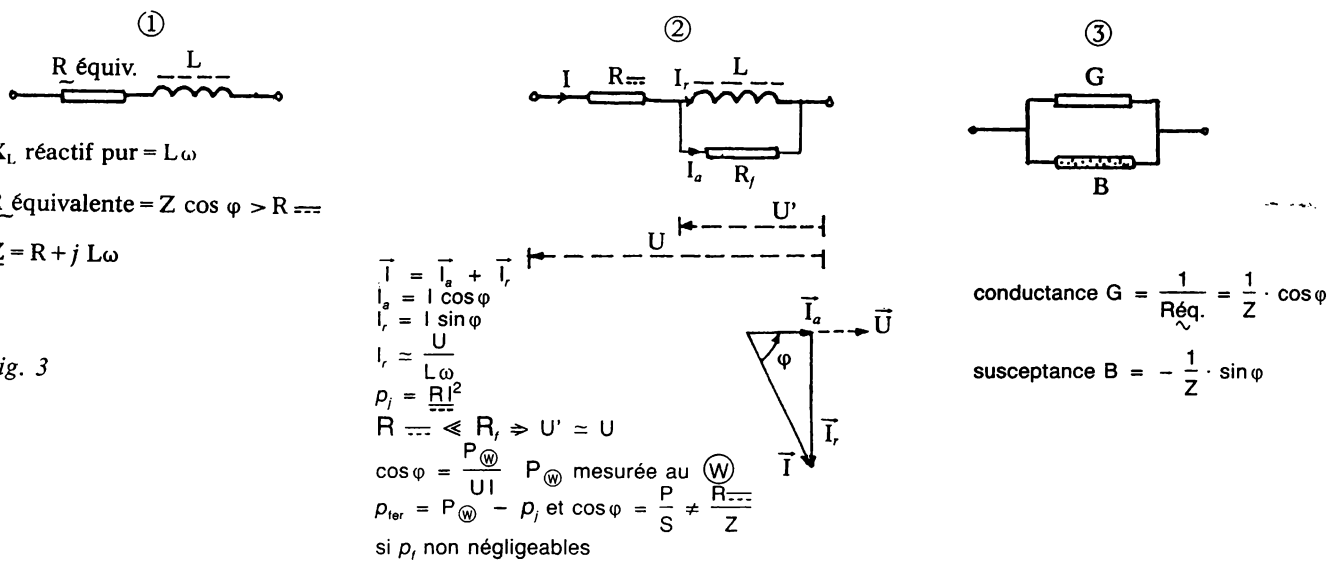


Fig. 3

c) Pour une bobine à noyau magnétique, mesurer Z pour I voisine de $I_{nominale}$ car L varie avec I (variation de μ_r).

$$L = 4\pi \cdot 10^{-7}\, \mu_r \frac{N^2 S}{\ell} = f(\mu_r)$$

En *saturation* magnétique, le courant *i* dans la bobine n'est plus sinusoïdal donc erreur possible de mesure avec Ⓐ ∩ : on doit utiliser un Ⓐ ⨍, ou mieux, un appareil numérique en TRMS.

Déphasage $\varphi = (\vec{I}, \vec{U})$: voir l'étude oscilloscopique (méthode générale).

Tirer de l'oscillogramme en bicourbe de $u_{(t)}$ et $i_{(t)}$, φ et préciser son sens (avance ou retard de *i* sur *u*), la puissance maximale $\hat{P} = \hat{U}\hat{I}\cos\varphi$ et la puissance efficace $P_{moy} = UI\cos\varphi$, si *i* voisine d'une sinusoïde. Comparer à la mesure de P au Ⓦ.

2.2. Mesures et calculs

Mesurages de R ⎓ en continu et de Z en ∿, pour $I \leq 1$ A et $U \leq 250$ V-∿.

Choix des appareils Ⓐ, Ⓥ, Ⓦ ; choix du montage Aval ou Amont. Justifier par un essai pratique rapide.

Pour I voisine de $I_{nominale}$, index sur position L = 1 H évaluer les incertitudes dues au montage, et celles dues aux appareils :

$$\frac{\Delta Z}{Z} = \frac{Z}{R_{(V)}} \text{ en AVAL}$$

$$\frac{\Delta Z}{Z} = \frac{a_{(A)}}{Z} \text{ en AMONT}$$

$$\frac{\Delta Z}{Z} = \frac{\Delta U}{U} + \frac{\Delta I}{I}$$

(méthode du Ⓥ et Ⓐ, « classes » des appareils)

Encadrer les résultats de Z et de R ; tirer L et évaluer $\frac{\Delta L}{L}$ si $f = 50$ Hz $\pm$ 0,5 Hz.

Alimentations :

En continu en basse tension 12 V-1 A stabilisée variable.

En sinusoïdal par « alternostat » 0-250 V-1 A-50 Hz.

Pour l'étude oscilloscopique, ne pas oublier le transformateur d'isolement et alimenter par alternostat ou générateur BF.

Compléter le tableau des mesures et calculs suivant :

	Mesures			Calculs		Sur position L = 1 H constante - I ≤ 1 A - U ≤ 250 V					
	$I_{(A)}$	$U_{(V)}$	$P_{(W)}$	$Z_{(\Omega)}=\frac{U}{I}$	$S_{(VA)}=UI$	$\cos\varphi=\frac{P}{S}$	$\varphi_{(°)}$	$\operatorname{tg}\varphi$	$Q_{(var)}$	$L_{(H)\ calculée}$	Observations - matériels
continu	0,7										$Z \simeq R$; $P = S$ Rh 32 Ω - 1,5 A Ⓐ cal. 1 A - classe 1,5 - ΔU = 0,6 V Ⓥ cal. 10 V - classe 1,5 - 10 kΩ/V Ⓦ cal. 15 V - 1 A - classe 0,5
	0,8	7,8	6+	9,8	6,2	≃ 1	0	0	0	0	
	0,9										
sinusoïdal 50 Hz	0,7										$Z \gg R$; $P \ll S$; $Z \simeq X_L = L\omega$ Ⓐ cal. 1 A - classe 2,5 ∿ - ΔU = 0,6 V Ⓥ cal. 300 V - classe 2,5 ∿ - 4,3 kΩ/V Ⓦ cal. 300 V - 1 A - classe 1
	0,8	248	12	310	198+	0,06	87°	16,5	197+	0,98+	
	0,9										

Commentaires : Discussion des résultats

Conclusions

Indications

En continu : $\frac{\Delta R}{R} = 3{,}7\ \%$; montage AM à rejeter $\left(\frac{\Delta R}{R} = 6\ \%\right)$; montage AV adopté (0,01 %) ; donc $\Delta R = 0{,}36\ \Omega \Rightarrow R \simeq 9{,}8 \pm 0{,}4\ \Omega \Rightarrow R \in [9{,}4\,;\,10{,}2\ \Omega]$.

En alternatif - 50 Hz : $\frac{\Delta Z}{Z} \simeq 6\ \%$; montage AV (0,02 %) ; donc $\Delta Z \simeq 19\ \Omega$ et $Z \simeq 310 \pm 19\ \Omega \Rightarrow Z \simeq [291\,;329\ \Omega]$.

Calcul de L : $R \ll Z \Rightarrow L = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{\omega} \simeq \frac{Z}{\omega} \simeq \frac{310}{314} \simeq 0{,}99$ H.

$L_{mini} \simeq \frac{290}{314} \simeq 0{,}92$ H ; $L_{maxi} \simeq \frac{330}{314} \simeq 1{,}05$ H soit $L \in [0{,}92\,;1{,}05$ H].

Si on considère $f = 50\ Hz \pm 0{,}5\ Hz \Rightarrow \frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta\omega}{\omega} \simeq 1\ \%$, on a $\frac{\Delta Z}{Z} \simeq 7\ \%$ et $L = 0{,}99 \pm 0{,}07$ H $\Rightarrow L \in [0{,}92\,;1{,}06$ H] donc résultat conforme à l'indication-repère constructeur.

Mesure de P au Ⓦ :

P mesurée au Ⓦ :

— en ⎓ $P_{Ⓦ} = 6$ W ; $P_{calculée} = p_j = RI^2 \simeq 9{,}8 \times 0{,}8^2 \simeq 6{,}3$ W ou $P_j = UI \simeq 6{,}2$ W.

— en ∿ $P_{Ⓦ} = 12$ W ; $\frac{\Delta P}{P} = \frac{0{,}5 \times 300 \times 100}{100 \times 12} \simeq 12{,}5\ \%$! due au Ⓦ.

On doit choisir un Ⓦ compensé pour éviter de telles incertitudes, ou corriger la lecture en montage AVAL où i circuit tension = 0,03 A (soit $\frac{\Delta P}{P} = \frac{R}{v} = \frac{10}{10^4} \simeq 0{,}1\ \%$ avec $v = 10$ kΩ). L'erreur due au montage AV est négligeable devant 12,5 %. On tire $\Delta P \simeq 1{,}5$ W et $P \simeq 12 \pm 1{,}5$ W $\Rightarrow P \in [10{,}5$ W ; 13,5 W].

Sur $P_{calculée} = RI^2 = UI \simeq 6{,}2$ W on a $\frac{\Delta P}{P} \simeq 3{,}7\ \%$ $\Rightarrow P \simeq 6{,}2$ W $\pm 0{,}23$ W soit $P_{j\,⎓} \in [6\,;6{,}4$ W] et $P_{Ⓦ\sim} \in [10{,}5$ W ; 13,5 W] ; on peut évaluer $P_{fer} = P_{\sim} - P_{j\,⎓} \simeq 12 - 6{,}2 \simeq 5{,}8$ W et $P_{fer} \in [4\,;7{,}5$ W]. On a $\cos\varphi = \frac{P_{Ⓦ}}{S} = \frac{12}{198} \simeq 0{,}061 \Rightarrow \varphi \simeq 86{,}5°$; pour une bobine « pure » on aurait $\varphi = \frac{\pi}{2}$ (déphasage arrière ou retard de i sur u). Le rapport $\frac{R_{⎓}}{Z} \simeq \frac{9{,}8}{310} \simeq 0{,}03 \neq \cos\varphi$. La résistance équivalente aux pertes fer $R_f = Z\cos\varphi$ soit $R_{fS} \simeq 300 \times 0{,}08 = 24\ \Omega$ en modèle série, au lieu de $R_{propre} \simeq 10\ \Omega$.

La bobine est presque « *pure* », dont $I \simeq I_{réactif} = I\sin\varphi = 0{,}8 \times 0{,}998 \simeq 0{,}798$ A et $I_{actif} = I\cos\varphi \simeq 0{,}8 \times 0{,}06 \simeq 0{,}048$ A soit $R'_{fp} = \frac{p_{fer}}{I\,a^2} \simeq \frac{5{,}8}{0{,}048^2} \simeq 2{,}5$ kΩ en modèle // . $Q_{réactive} \simeq S \gg P_{active}$.

Mesure du déphasage $\varphi = (\vec{I}, \vec{U})$: on relève l'oscillogramme en bicourbe de $i(t)$ et $u(t)$ pour $I_{efficace} = 0{,}8$ A, visualisée aux bornes d'un résistor de 1 Ω en Y_B (appuyer sur INV.B) et sonde diviseur $\times \frac{1}{10}$ pour tension U (soit $\frac{U}{10}$ en Y_A). Déduire φ, $\hat{U}$ et $\hat{I}$, U et I et $P = UI\cos\varphi$. Comparer à P mesurée au Ⓦ.

Apprécier le coefficient de perméabilité relative μ_r : on enlève le noyau magnétique de la bobine et on mesure L_0 inductance de la bobine dans l'air, avec :

$$L_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{N^2 S}{\ell} \quad (\mu_r \text{ air} = 1)$$

On tire $\mu_r = \frac{L}{L_0}$.

Indications

$I_{(A)}$	$U_{(V)}$	$Z_{(\Omega)}$
0,8	19⁻	23,8

$f = 50$ Hz ∿

Attention ! Sans noyau, L est faible, donc Z faible ⇒ alimenter sous basse tension avec un alternostat pour ne pas dépasser $I_{max} = 1{,}5$ A.

Ⓥ cal. 30 V - classe 2,5 ∿
Ⓐ cal. 1 A - classe 2,5 ∿
$\Rightarrow \frac{\Delta Z}{Z} \simeq 6\ \%$

$Z \in [22{,}5\,;25{,}5\ \Omega]$

$$L_0 = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{\omega} = \frac{\sqrt{24^2 - 10^2}}{314} \simeq 0{,}07 \text{ H}$$

$L_0 \in [0{,}06\,;0{,}08$ H]

et $\mu_r = \frac{L}{L_0} \simeq \frac{0{,}99}{0{,}07} \simeq 14$; $\mu_r \in [11{,}5\,;17{,}6]$

On obtient un ordre de grandeur de μ_r ; μ_r est faible pour un noyau droit, en tôles d'acier au silicium isolées entre

elles pour diminuer les pertes fer en alternatif. Dans ce cas les fuites magnétiques ne sont pas négligeables puisque le circuit magnétique n'est pas « fermé ». Cette méthode n'est validée que dans l'hypothèse où L est mesurée sans saturation magnétique du noyau, donc avec μ_r supposée constante.

TRAVAUX PRATIQUES 2

Applications : Étude d'un matériel de type industriel. Détermination des paramètres technologiques d'un contacteur électromécanique.

1. ÉTUDE PRÉPARATOIRE

Expériences préliminaires (fig. 1-2-3).

1.1. Effectuer les montages (fig. 1*a*) en sinusoïdal 50 Hz et (fig. 1*b*) en continu

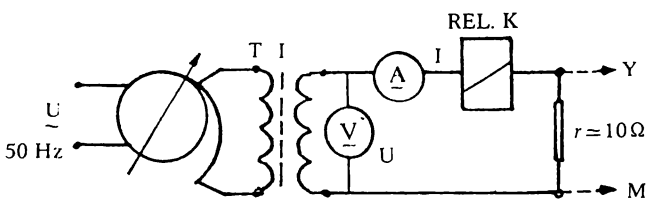
Dans chaque cas, mesurer les tensions et courants :

$$\begin{cases} U_{\text{enclenchement}} \ ; \ U_{\text{déclenchement}} \\ I_{\text{enclenchement}} \ ; \ I_{\text{déclenchement}} \end{cases}$$

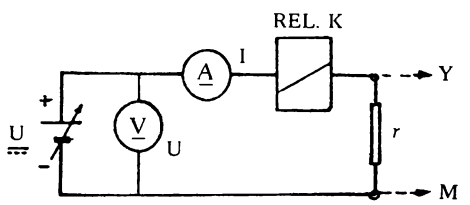
Attention ! En ∿ à l'ouverture (déclenchement) de l'armature mobile du relais K, l'intensité I est élevée (× 10 environ) donc attention au (mA). Comment procéderez-vous ?

Observer à l'oscilloscope les formes du courant avant et après l'enclenchement. Justifier l'allure des oscillogrammes.

Tirer les conclusions relatives aux différences de fonctionnement suivant les sources d'alimentation.



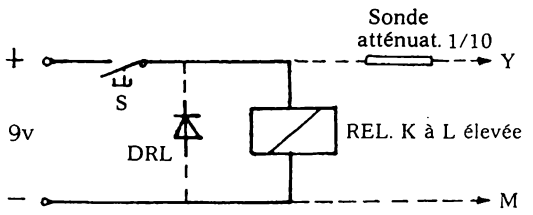
a



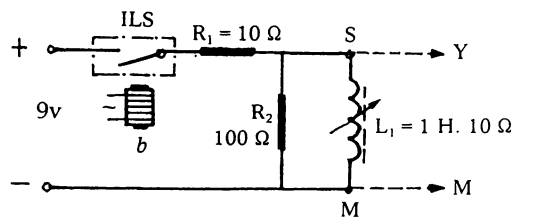
b

Fig. 1

1.2. Surtension aux bornes de la bobine (fig. 2)



a



b

Fig. 2

a) Utiliser un oscilloscope à forte rémanence ou à mémoire. Que se passe-t-il à la fermeture, à l'ouverture de l'interrupteur-poussoir S ? Quelle est l'allure du phénomène de surtension en fonction du temps, sa valeur maximale ? Après montage de la diode de « roue libre » (DRL) que se passe-t-il ? Quel est son rôle, son fonctionnement ?

b) L'interrupteur à lame souple (ILS) est commandé par une bobine *b* alimentée en 50 Hz ∿, donc l'ILS vibre à la fréquence de 100 Hz. Observer l'oscillogramme et noter l'amplitude du pic de tension U_{SM} à l'ouverture de l'ILS. On remplace R_2 par une VDR (Résistor dépendant de la tension). Quelle est son influence ? La VDR est un résistor à variation non linéaire d'équation $u = k\, i^n$ ou $n \in [0{,}1 ; 0{,}5]$ telle que si $i \nearrow \Rightarrow u \nearrow$ mais moins vite et entraîne une atténuation de la surtension.

1.3. Temps de réponse du contacteur (fig. 3) : mise en évidence de l'inertie mécanique de l'armature mobile

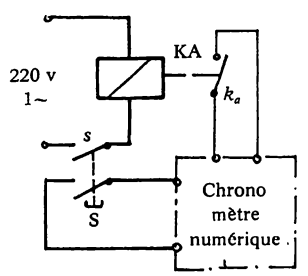


Fig. 3

Déterminer l'intervalle de temps (temps de réponse) écoulé entre l'action sur le poussoir S et la fermeture du contact k_a.

Pouvez-vous envisager un procédé de mesure du temps de réponse, par visualisation à l'oscilloscope ? Expliquez brièvement (schéma).

2. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

Contacteur Télémécanique de commande de moteur triphasé - $I_{N\,thermique}$ = 20 A - Cℓ U - cat. A4 - 3 ∿ - 220 V - 5,5 kW | 380 V - 9 kW | 500 V - 12 kW - UTE 63110 - CN_1 - CB130 - *Bobine* - DA - 220 V - 1 ∿ - 50 Hz.

Travail demandé

Réaliser le montage d'étude. Présenter le schéma avec liste des appareils et caractéristiques d'utilisation. Alimentation par « alternostat » 0-250 V - 1 ∿. On mesurera U, I, P.

Effectuer les mesurages suivants :

2.1. En continu

Mesurer la résistance R à I_N (nominale), « à chaud » par la méthode du Ⓥ et Ⓐ. Après fonctionnement, hors tension, vérifier à l'aide du pont de Wheatstone, de l'ohmmètre numérique. Pour le mesurage de $R_{20\,°C}$ (« à froid ») à température ambiante ramener à $R_{60°} \simeq 1{,}15\ R_{20\,°C}$. Comparer et discuter les résultats obtenues.

2.2. En sinusoïdal 50 HZ

Mesurer la tension U_a et l'intensité I_a à la *fermeture* (enclenchement) du circuit magnétique, c'est-à-dire l'attraction de l'armature mobile, en augmentant progressivement la tension d'alimentation du relais.

Question : Observez le Ⓜ. Que remarquez-vous lorsque le relais enclenche ? Notez U_a et I_a à l'enclenchement. Expliquez le phénomène constaté.

2.3. Circuit magnétique fermé

Régler U à sa valeur nominale U_N = 220 V ∿ (fonctionnement en « service permanent ») et mesurer $I_{N\,nominale}$. Noter la valeur de P_{active} mesurée au wattmètre « compensé ».

2.4. Circuit magnétique ouvert

Couper l'alimentation du relais risque d'être dangereux pour le Ⓜ. « Ponter » l'appareil ou changer de calibre (1 A), puis ramener ensuite lentement l'alternostat pour noter tension U_d et intensité I_d de déclenchement du relais. Constatations. Expliquez.

Circuit magnétique ouvert (au besoin caler l'armature) augmenter U jusqu'à I_N, mesurée en 2.3. Le relais ne doit pas s'enclencher. Pourquoi ? Noter la valeur de U_b correspondante.

2.5. Extraire la bobine de son noyau magnétique et mesurer U_0 (dans l'« air ») pour I_N précédente.

Calculs à effectuer :

2.6. $R_{60\,°C}$ de 2.1.

2.7. Calculer $Z = \frac{U_N}{I_N}$ de 2.3. Tirer $L_{(H)}$ par la méthode de Joubert ; déduire la réactance X_L, la puissance $p_j = R\,I^2$, la puissance apparente S. On comparera la puissance mesurée P au Ⓦ et la puissance $p_j = R\,I^2$. Mais un calcul d'incertitudes sur $P_{Ⓦ}$ et sur p_j [Ⓐ et Ⓥ ou Ⓠ] s'impose.

Déduire $\cos\varphi = \frac{P}{S}$ et comparer à $\frac{R}{Z}$. Limites de validité. Expliquer les différences constatées. Calculer Q et comparer P, Q, S. Conclure.

2.8. Calculer Z, L de 2.4. Conclusions par comparaisons à 2.7.

Question : Quelles sont les conséquences prévisibles pour un contacteur qui « vibre » en service permanent dans un tableau de distribution ? Expliquez et donnez les causes de cette vibration, puis proposer les opérations de maintenance indispensables.

2.9. Calculer Z_0, L_0 de la bobine sans noyau du 2.5. Évaluer l'ordre de grandeur du coefficient de perméabilité relative μ_r en circuit magnétique « fermé », puis en circuit magnétique « ouvert » avec entrefer. Mettre en évidence l'influence du noyau magnétique pour expliquer les phénomènes constatés au 2.2.

Indications

Sur un exemple de résultats obtenus...

2.1. $R_{20\,°C} \simeq 410\ \Omega$ - $R_{60\,°C} \simeq 410 \times 1{,}15 \simeq 470\ \Omega$; R à chaud après 30 mn $\simeq 450\ \Omega$ à ohmmètre numérique.

2.2. Enclenchement à $U_a \simeq 140$ V ; $I_a \simeq 150$ mA puis après fermeture I ≃ 20 mA. Quand fermeture du circuit magnétique L ↗ puisque μ_r ↗, donc X_L ↗ et Z ↗, d'où $I \searrow = \frac{U}{Z} \nearrow$ I diminue.

2.3. Pour U_N = 220 V on a I_N = 37 mA et $P_{Ⓦ} \simeq 3$ W en « circuit fermé » { Ⓥ 300 V - cl 1,5 ; Ⓐ 50 mA - cl 1,5

2.4. Déclenchement par réduction de U à $U_d \simeq 100$ V et $I_d \simeq 25$ mA. U_d et I_d inférieurs à U_a et I_a ; à l'ouverture du circuit magnétique I augmente > 100 mA car la présence de « l'entrefer » (air) provoque une diminution de $\mu_r \searrow$ donc L ↘ et $X_L \searrow$ Z ↘ d'où I ↗.

« Circuit ouvert » pour I_N = 37 mA on lit $U_b \simeq 21$ V.

2.5. « Bobine dans l'air » pour I_N = 37 mA on lit $U_0 \simeq 18$ V.

2.6. $R_{60\,°C} \simeq 470\ \Omega$.

2.7. « Circuit fermé » $Z = \frac{U_N}{I_N} = \frac{220}{37} \simeq 5{,}95 \simeq 6\ k\Omega$ (à 5 %) $Z \in [5{,}7\,;6{,}3\ k\Omega]$.

$L = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{\omega} = \frac{\sqrt{6000^2 - 470^2}}{314} \simeq \frac{5980}{314} \simeq 19$ H

$L \in [18\,;20$ H].

Remarque : $X_L = L\omega = 19 \times 314 \simeq 5970\ \Omega$ soit $X_L \simeq Z$ car $Z^2 \gg R^2$ donc $L = \frac{X_L}{\omega} \simeq \frac{Z}{\omega}$; la bobine se comporte comme une inductance « pure ».

$P_{(W)}$ mesurée $\simeq$ 3 W et $p_j = R I^2 = 470 \times (37 \times 10^{-3})^2 \simeq 0{,}64$ W (à 6 % près $p_j \in [0{,}60 ; 0{,}67$ W].

(W) 300 V - 0,5 A - classe 0,5, on a $P_{mesurée}$ à 25 % ! $\Delta P = 0{,}75$ W et $P \in [2{,}2 ; 3{,}8$ W].

Les pertes fer p_f sont importantes relativement mais sans incidence du point de vue économique. On a $p_f = P_{(W)} - p_j \in [1{,}5$ W ; 3,2 W] et p_j négligeables. Le circuit magnétique d'un contacteur n'est pas nécessairement réalisé avec des tôles de qualité à faibles pertes.

On a un circuit équivalent à la bobine-relais de Réq série $\simeq \frac{P}{I^2} \simeq \frac{3}{(0{,}037)^2} \simeq 2{,}2$ kΩ [1,6 ; 2,8 kΩ] ou $R_f = Z \cos\varphi \simeq 6 \times 0{,}37 \simeq 2{,}2$ kΩ (modèle série) ; $R_{f\,parallèle} = \frac{U^2}{p_f} \simeq \frac{220^2}{2{,}3} \simeq 21$ kΩ (modèle parallèle).

On a $\cos\varphi = \frac{P}{S} \simeq \frac{3}{8{,}12} \simeq 0{,}37$ avec $S = UI = 220 \times 37 \times 10^{-3} \simeq 8{,}14$ VA ; $\varphi \simeq 68°$; $Q = P \operatorname{tg}\varphi = S \sin\varphi \simeq 7{,}6$ var. Limites de validité : avec un circuit magnétique on doit tenir compte de la composante active due aux pertes fer, donc le $\cos\varphi$ réel $= \frac{P}{S}$ et non pas $\frac{R}{Z}$ ($\frac{R}{Z} = \frac{470}{6000} \simeq 0{,}08 \Rightarrow \varphi \simeq 86°$ n'est pas valable).

2.8. « Circuit ouvert » on a : $Z = \frac{U_b}{I_N} = \frac{21}{0{,}037} \simeq 570\ \Omega$;

$$L = \frac{\sqrt{570^2 - 470^2}}{314} \simeq 1{,}03\ \Gamma$$

et $X_L = 1{,}03 \times 314 \simeq 323\ \Omega$.

L'appel d'intensité avant l'enclenchement sous U = 220 V est d'environ $I = \frac{220}{570} \simeq 0{,}4$ A soit plus de $10 I_N$, donc si mauvaise fermeture ou vibrations (mauvaise portée des surfaces) on risque l'échauffement et la destruction des isolants de la bobine.

2.9. « Bobine sans noyau » on trouve $Z_O = \frac{U_0}{I_N} = \frac{18}{37 \times 10^{-3}} \simeq 486\ \Omega$ et $L_O \simeq \frac{\sqrt{486^2 - 470^2}}{314} \simeq 0{,}4$ H et $\mu_r = \frac{L}{L_O} = \frac{19}{0{,}4} \simeq 48$ en circuit fermé, et $\frac{1{,}03}{0{,}4} \simeq 2{,}6$ en circuit ouvert.

Ce calcul n'est valable en toute rigueur que pour un circuit magnétique toroïdal fermé, sans entrefer donc sans flux de fuite.

Détermination rapide de μ_r **:** (fig. 4) On crée un *entrefer (air)* de valeur totale *e* (mm) et on mesure la variation de la réluctance $\mathcal{R} = \frac{l}{\mu_S}$.

Rappels d'électromagnétisme :

On a : l'excitation magnétique $\vec{H}$ telle que $H_{(A/m)} = \frac{NI_{(tour)\,(A)}}{l_{(m)}}$ (avec N tours ou spires de la bobine, *l* longueur moyenne du circuit magnétique fermé).

Et : le champ magnétique d'induction $\vec{B}$, $B_{(T)} = \mu H_{(A/m)}$ avec $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ et $\mu_0 = 4\pi . 10^{-7}$.

Le flux magnétique dans le noyau est $\Phi = \vec{B} . \vec{S}$ soit $\Phi_{(WB)} = BS \cos(\vec{S}, \vec{B}) \Rightarrow \Phi = BS$ si $\vec{S} \perp \vec{B}$.

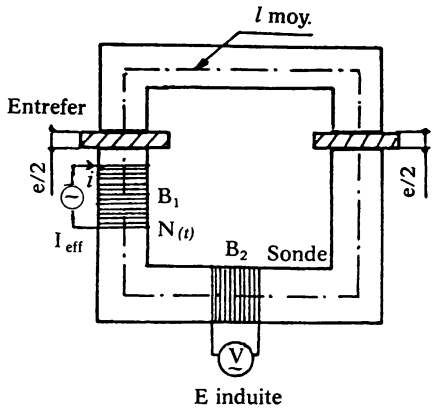


Fig. 4

Donc : $NI = Hl = \frac{Bl}{\mu} = \frac{l}{\mu \cdot S} \cdot \Phi = \mathcal{R}\Phi$ (théorème d'Ampère) $\Rightarrow NI = \mathcal{R} \cdot \Phi$.

Soit : $\mathcal{E} = NI$ force magnéto-motrice (fmm) et $\mathcal{R} = \frac{l}{\mu_S}$ réluctance du circuit magnétique avec $S_{(m^2)}$ section droite du circuit.

Principe de la détermination de μ_r **:**

a. Pour $e_{entrefer} = 0$ on note I_1 et $E_{(V)\,induite}$.

b. On règle *e* (par cales isolantes) pour obtenir à $E_{(V)}$ constante $I_2 = 2I_1$. Comme $E_{(V)} = cte \Rightarrow \Phi = cte$ et $B = cte$ donc $\mathcal{R}_{fer} = cte$, mais si I a doublé c'est que $\mathcal{R}_{air}$ s'ajoute à $\mathcal{R}_{fer}$, donc la consommation de fmm dans l'air et dans le fer sont égales.

Soit $NI_2 = 2NI = k\left(\frac{l}{\mu \cdot S} + \frac{e}{\mu_0 \cdot S}\right) \Rightarrow \frac{e}{\mu_0} = \frac{l}{\mu} = \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r}$

$\Rightarrow \mu_r = \frac{l}{e}$.

Exemple : à E constante, I double pour $e = 2{,}2$ mm, avec $l_{moy.}$ du circuit magnétique de 110 mm on a $\mu_r = \frac{l}{e} = \frac{110}{2{,}2} \simeq 50$.

3. ÉTUDE À L'OSCILLOSCOPE

Déphasage de *i* sur *u*, $\varphi = (\vec{I}, \vec{U})$ par la méthode générale d'étude (mesure n° 7) en bicourbe, oscilloscope en $Y_{(i)}$.

Mesure du déphasage par la « Méthode de l'ellipse » :

Principe : L'oscilloscope fonctionne en « mode XY » sans balayage donc base de temps coupée (position externe ou X). Les 2 signaux sont envoyés l'un sur la voix X (horizontale), l'autre sur la voie Y (verticale). Si leurs fréquences sont égales on obtient un oscillogramme en « ellipse », inscrite dans un rectangle de dimensions (2*a*, 2*b*) (fig. 5).

Au départ le spot est centré en 0 du réticule. Soient les mouvements du spot : $\begin{cases} x = a \sin \omega t \\ y = b \sin(\omega t - \varphi) \end{cases}$

$$\Rightarrow \begin{cases} \sin \omega t = \frac{x}{a} \\ y = b(\sin \omega t \cdot \cos\varphi - \cos \omega t \cdot \sin\varphi) \end{cases}$$

d'où : $y = \frac{bx \cdot \cos\varphi}{a} - b \cdot \cos \omega t \cdot \sin\varphi$

$$\Rightarrow \cos \omega t = \frac{x \cdot \cos\varphi}{a \cdot \sin\varphi} - \frac{y}{b \cdot \sin\varphi} ;$$

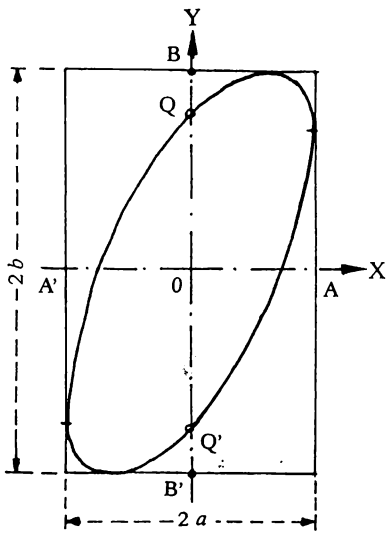


Fig. 5

et en faisant : $\sin^2\omega t + \cos^2\omega t = 1$, on obtient :

$\frac{x^2}{a^2} + \frac{x^2\cos^2\varphi}{a^2\sin^2\varphi} - \frac{2xy\cos\varphi}{ab\sin^2\varphi} + \frac{y^2}{b^2\sin^2\varphi} = 1$

$\Rightarrow$ en multipliant les 2 membres par $\sin^2\varphi$:

$\frac{x^2}{a^2} - \frac{2xy\cos\varphi}{ab} + \frac{y^2}{b^2} = \sin^2\varphi$ qui est l'équation d'une ellipse inscrite dans le rectangle de côtés $2a$ et $2b$.

Déterminez les coordonnées des points Q et Q', intersections de l'ellipse avec l'axe vertical Y'$\overrightarrow{OY}$: pour $x = 0$, on a : $\sin\omega t = 0 \Rightarrow \omega t = k\pi$ et les ordonnées sont : pour $k = 1 \Rightarrow y_1 = b\sin(\pi - \varphi) = b\sin\varphi$ et pour $k = 0 \Rightarrow y_0 = -b\sin\varphi$; la distance QQ' $= 2b\sin\varphi$ et $|\sin\varphi| = \frac{y}{b} = \frac{QQ'}{BB'}$; on obtient φ à π près.

Exemples :

(Fig. 6*e*) Les axes de l'ellipse sont confondus avec ceux du rectangle. Si les 2 signaux sont d'amplitudes égales on obtient un *cercle* d'équation $\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1$ avec $a = b = R$ rayon du cercle de centre O inscrit dans un carré.

Attention ! Vérifier avant toute observation en XY que les 2 amplificateurs d'entrée X et Y ne sont pas déphasés par construction. Pour cela on injecte le même signal en X et Y et en réglant les amplificateurs on doit obtenir une droite suivant la première bissectrice s'ils sont en phase. Sinon on obtient une éllipse.

Pour réaliser un montage clair, l'oscilloscope sera branché en dernier.

Mesurer le module Z et l'argument φ de l'impédance complexe $\underline{Z} = Z\angle\varphi$ de la bobine (L, R). On a : $\frac{Z}{R_E} = \frac{u_Z}{u_{R_E}} = \frac{b}{a} \Rightarrow Z = R_E \cdot \frac{b}{a}$ avec les mêmes sensibilités sur les 2 entrées (prendre $R_E \simeq Z$ pour la meilleure précision). De φ, tirer $\cos\varphi$. R_E étalon en série avec Z, et u_{R_E} sur entrée X, u_Z sur entrée Y (en inv. B). Prévoir des sondes réductrices 1/10 sur les entrées.

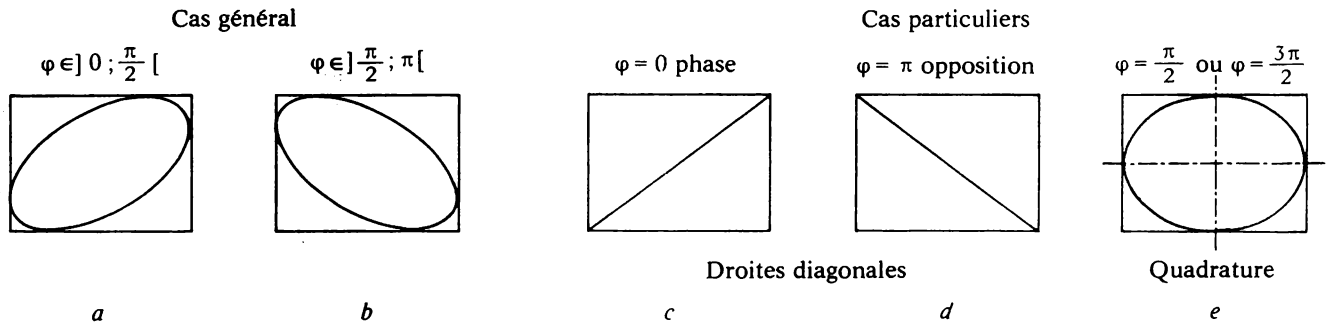


Fig. 6

MESURE N° 9

Étude du condensateur

Thème : Étude comparative du comportement du condensateur en continu (charge, décharge) et en alternatif sinusoïdal (réactance, déphasage). Applications à l'électrotechnique et à l'électronique.

1. INTRODUCTION : RAPPELS THÉORIQUES

Le condensateur est un composant de base des circuits électriques. Il se caractérise par sa capacité C exprimée en farad (F) et définie par $\underset{(F)}{C} = \frac{Q^{(C)}}{U_{(V)}}$ ($Q_{(C)}$ est la quantité d'électricité « emmagasinée » quand il est soumis à la tension U). Sous une tension continue il « stocke » une énergie $W = \frac{1}{2} QU = \frac{1}{2} CU^2$ à la charge, qu'il restitue ensuite à la décharge. Mais sa capacité C dépend de la nature de l'isolant ou diélectrique « polarisé » par le champ électrique $\vec{E}$ créé par la tension U, et des dimensions géométriques du condensateur. On a $\underset{(F)}{C} = \varepsilon_o \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{S_{(m^2)}}{e_{(m)}}$. ($\varepsilon_o$ permittivité du vide, $\varepsilon_o \simeq 8{,}842 \cdot 10^{-12}$, ε_r permittivité relative du diélectrique, S surface des électrodes, *e* épaisseur du diélectrique).

Unités pratiques, sous-multiples du F :

— le microfarad : $\mu F = 10^{-6}$ F ;

— le nanofarad : $nF = 10^{-9}$ F ;

— le picofarad : $pF = 10^{-12}$ F.

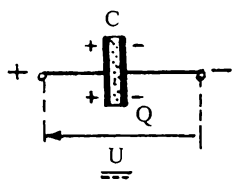


Fig. 1

MODÈLE ÉQUIVALENT

En continu le condensateur présente une résistance de fuites R_f (d'isolement) très élevée si la tension de service (TS) est inférieure à la tension de claquage de l'isolant. Le constructeur indique la tension nominale de service TS.

En alternatif il existe des pertes dans le diélectrique (hystérésis) et des courants de fuite dans l'isolant de résistivité non infinie (pertes joule). On matérialise ces pertes sur le modèle équivalent (fig. 2) en régime sinusoïdal à fréquence industrielle ou en HF (fig. 3).

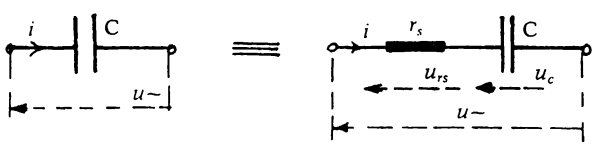


Fig. 2

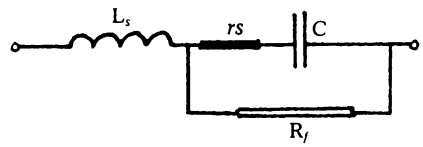


Fig. 3

L_s inductance parasite due à l'enroulement sur elles-mêmes des électrodes métalliques.

CONTRÔLE DE QUALITÉ : angle de pertes δ

P totales $= r_s I^2$

$\text{tg}\,\delta = \frac{u_{rs}}{u_C} = r_s C\omega$

δ faible $\Rightarrow \delta \simeq \text{tg}\,\delta$

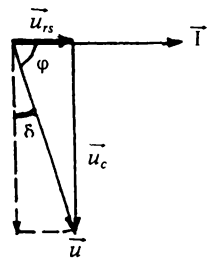


Fig. 4

En électrotechnique à $f = 50$ Hz on peut considérer les condensateurs actuels à diélectrique synthétique comme parfaits (sauf les « électrochimiques » polarisés à l'aluminium et électrolyte en « gel » imprégné dans le papier, qui ont un courant de fuite non négligeable).

En électronique aux fréquences élevées on doit tenir compte de r_s et L_s ; ε_r varie avec *f*, U et la température ; la rigidité diélectrique (30 kV/cm dans l'air sec) dépend de l'épaisseur du diélectrique, de la température, la fréquence et la forme d'onde, l'hygrométrie ambiante.

* Respecter les tensions de service : TS = 10, 15, 22, 33, 47, 63, 100, 250, 400, 630, 1 000, 2 000 V.

2. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE PRÉPARATOIRE

On réalise les montages (fig. 4) et (fig. 5) alimentés en continu, et en sinusoïdal 50 Hz.

TRAVAUX PRATIQUES 1

En continu variable 0-220 V

MATÉRIELS

Potentiomètre 1 kΩ - 0,9 A.

Ⓥ M × 029 - 20 kΩ/V - Cal. 100 V → $R_{Ⓥ}$ = 2 MΩ - cl. 1,5. 300 V

Ⓐ M × 039 - Cal. 10 mA - cl. 1,5.

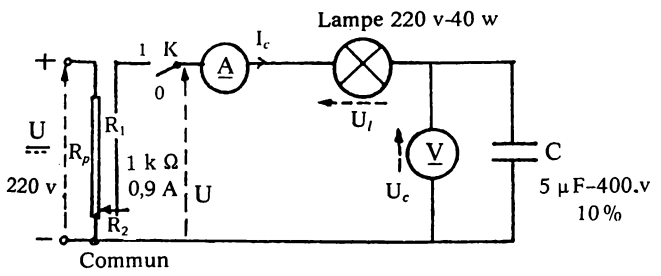


Fig. 4

MODE OPÉRATOIRE

ⓐ {**C + lampe**} : pour U = 220 V, k = 1 observer les phénomènes transitoires et permanents. Conclure.

Charge rapide (transitoire) de C, puis U_C = 220 V, I ≃ 4 mA, lampe éteinte (régime permanent).

$R_{eq} = \frac{U}{I}$ = 55 kΩ

ⓑ {**C seul**} : pour U = 100 V, k = 1, observations. Conclusions. Pour k = 0...

k = 1 : charge rapide de C, U_C = 100 V, $I_C \simeq 50_{\mu A}$ (permanent) R_{eq} [d'isolement de C en // $R_{Ⓥ}$] = $\frac{U}{I}$ = $\frac{100}{50}$ = 2 MΩ = $R_{Ⓥ}$ donc R isolement de C → ∞ et $i_v \simeq 50\mu A$ sous 100 V.

k = 0 : décharge lente de C dans Ⓥ pour $R_{Ⓥ}$ = 2 MΩ.

ⓒ Compléter le tableau de mesures ci-dessous. Déclencher le chrono à l'ouverture de k.

$U_{(V)}$	100	80	60	37	20	10	5	≃ 0
$t_{(s)}$	0			10				50

Pour $t \simeq 10$ s on a U_C = 37 % de U_0 = 100 V comparer $t \simeq 10$ s au produit $\underset{(\Omega)\,(F)}{RC}$.

Pour $t \simeq 50$ s, on a $U_C \simeq 0$ V.

Tracer la courbe de décharge $U_C = f(t)$.

Tirer les conclusions.

Soit $RC = 2 \times 10^6 \times 5 \times 10^{-6} = 10\ \Omega \cdot F \equiv 10$ s.

Ce produit est appelé *constante de temps* τ (lire : «tau») du circuit de décharge.

$$\underset{(s)}{\tau} = \underset{(\Omega)\,(F)}{RC}$$

τ est homogène à un temps. En effet :

$$\left.\begin{aligned} R &= \frac{U}{I} \\ C &= \frac{Q}{U} \end{aligned}\right\} \Rightarrow RC = \frac{Q}{I} = t$$

à $t = \tau$ il reste 37 % de U_0 (de la charge) aux bornes de C ; à $t \simeq 5\tau$ le condensateur est pratiquement déchargé totalement.

b. En sinusoïdal ∿ variable 0-220 V

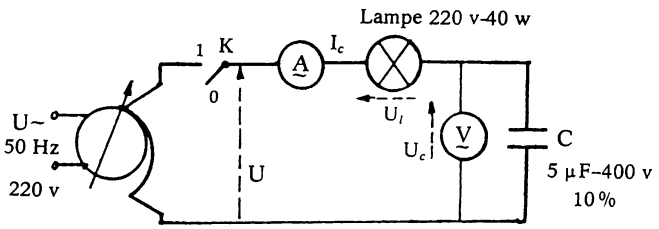


Fig. 5

MATÉRIELS

Alternostat 0-220 V ou même potentiomètre 1 kΩ - 0,9 A.

Ⓥ MX 029 - Cal. 100-300 V - cl 2,5.

Ⓐ MX 029 - Cal 100 mA - 300 mA - Cl 2,5.

MODE OPÉRATOIRE

Attention ! Prévoir la tension de service TS > $\hat{U}$; $\hat{U} = U\sqrt{2} = 220\sqrt{2} \simeq 311$ V ⇒ TS > 350 V.

ⓐ {**C + lampe**} : pour U = 220 V - 50 Hz - k = 1. mesurer : U = 220 V, U_{lampe}, U_C, I_C.

Pour U = 100 V, mesurer U = 100 V - 50 Hz, U_{lampe}, U_C, I_C.

Comparer U à la somme arithmétique $U_{lampe} + U_C$. Conclure. Pourquoi $U \neq U_l + U_C$?

$U_{(V)}$	$U_{(V)\ lampe}$	$U_{C\,(V)}$	$I_{C\,(mA)}$	$R\ell_{(\Omega)}$	$Z_{T\,(\Omega)}$	$X_{C\,(\Omega)}$	$\frac{1}{C\omega}$
220	190	110	160	1 200	1 400	700	650
100	73	68	100	730	1 000	700	650

Somme arithmétique : $U_\ell + U_C \neq U$ non applicable car il s'agit d'une somme vectorielle :

$$\vec{U} = \vec{U}_\ell + \vec{U}_C$$

puis $\vec{U}_\ell$ et $\vec{U}_C$ sont déphasés : $\vec{U}_\ell$ est en phase avec $\vec{I}$ (résistor du filament) et $\vec{U}_C$ est déphasé en retard sur $\vec{I}$ de $\frac{\pi}{2}$.

Tracer les diagrammes vectoriels des tensions dans les 2 cas. Préciser les échelles adoptées. Montrer que $\vec{I}$ est en avance sur U_C de $\frac{\pi}{2}$ et que $\vec{U} = \vec{U}_\ell + \vec{U}_C$.

On calculera : $Z_T = \frac{U}{I}$; $R_\ell = \frac{U_\ell}{I}$; $Z_C \simeq X_C = \frac{U_C}{I}$.

Vérifier que $Z_C \simeq X_C = \frac{1}{C\omega}$ où Z_C est l'impédance et X_C la réactance du condensateur. Justifier la variation de Rℓ si U varie.

Conclusions sur le comportement du condensateur en ∿ sinusoïdal.

Comparer au comportement de la bobine en ∿ en ce qui concerne la réactance X_L et le sens du déphasage φ de $\vec{I}$ sur $\vec{U}_{bobine}$. Variations de X_L et X_C en fonction de la fréquence ?

Ⓑ {**C seul**} : pour $U = U_C = 100$ V - ∿ - 50 Hz. Calculer : Z_C; $X_C = \frac{1}{C\omega}$; déphasage de $(\vec{I}, \vec{U})$ à l'oscilloscope. Oscillogrammes de u et i. Construire $p = ui$ et montrer que $P_{moy} = 0$.

Indications - conclusions

• en continu ⎓

Courbe de décharge $u_C = f(t)$

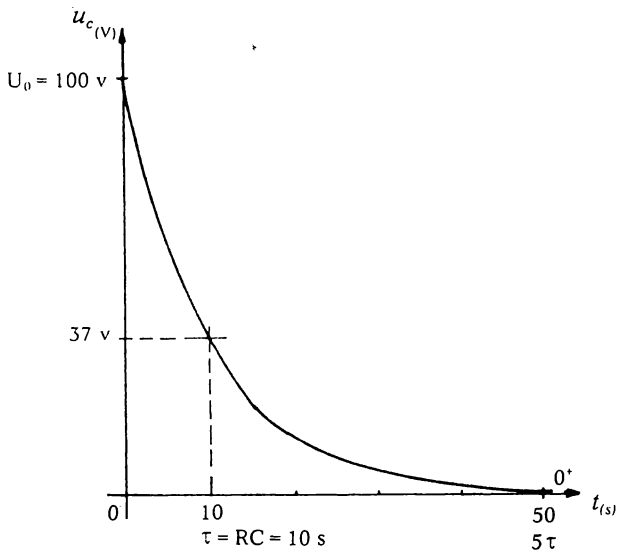


Fig. 6

La courbe de décharge $u_C = f(t)$ est une exponentielle décroissante, d'équation $u_C = U_0 \cdot e^{-t/\tau}$. L'intensité de décharge non linéaire est de même forme, d'équation $i = I_0 \cdot e^{-t/\tau}$ avec $I_{0\,max} = \frac{U_0}{R}$ à $t = 0$; soit ici $I_0 = \frac{100}{2 \times 10^6} = 50$ µA (C seul en circuit et Ⓥ débranché).

Lorsque le condensateur est totalement chargé (ou déchargé) $i_C \simeq 0$ et le condensateur se comporte comme un interrupteur ouvert.

Application

Mesurage de C par la méthode de décharge dans R étalon. On applique la méthode ci-dessus, $C_{inconnue}$ se déchargeant dans $R_{Ⓥ}$ donnée. On note le temps t correspondant à $\frac{u_C}{U_0} = 37$ % soit $t = \tau = R_{Ⓥ} C$ et on déduit :

$$C_{(\mu F)} = \frac{t_{(s)}}{R_{Ⓥ(\Omega)}} \cdot 10^6$$

On a en effet : $\frac{u_C}{U_0} = e^{-t/\tau}$ et pour $t = \tau$ il vient :

$$\frac{u_C}{U_0} = e^{-1} = \frac{1}{e} \simeq 0{,}37$$

avec e base des logarithmes népériens $\simeq 2{,}718...$

Indications - conclusions

• en alternatif ∿ - 50 HZ

Diagrammes vectoriels des tensions.

{C + lampe} : en régime établi permanent.

• à U = 220 v - Échelle : 1 mm ≙ 4 v

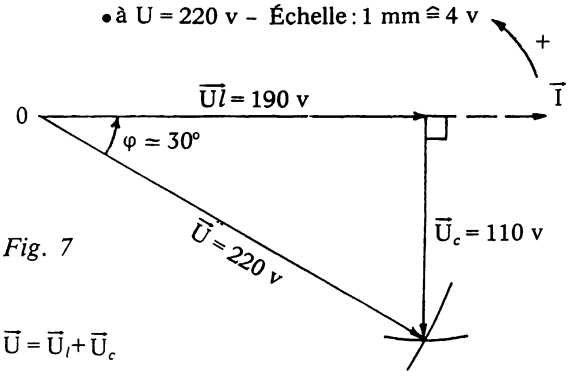


Fig. 7

$\vec{U} = \vec{U}_l + \vec{U}_c$

$\vec{I}$ déphasé de $\frac{\pi}{2}$ en AVANCE sur $\vec{U}_c \Rightarrow U^2 = U_l^2 + U_c^2$

$Z_T = \frac{U}{I} = \frac{220}{0{,}16} \simeq 1\,380\ \Omega$; $R_l = \frac{U_l}{I} = \frac{190}{0{,}16} \simeq 1190\ \Omega$

$Z_c = \frac{U_c}{I} = \frac{110}{0{,}16} \simeq 690\ \Omega$; $X_c = \frac{1}{C\omega} = \frac{1}{5 \times 10^{-6} \times 314} \simeq 640\ \Omega$

Aux incertitudes de mesures près, on a :

$Z_c \simeq X_c = \frac{1}{C\omega}$

$\vec{I}$ en avance sur $\vec{U}$ de $\widehat{\varphi} \simeq 30°$ - Circuit (R_l, C)

• à U = 100 v–Échelle : 1 mm ≙ 2 v

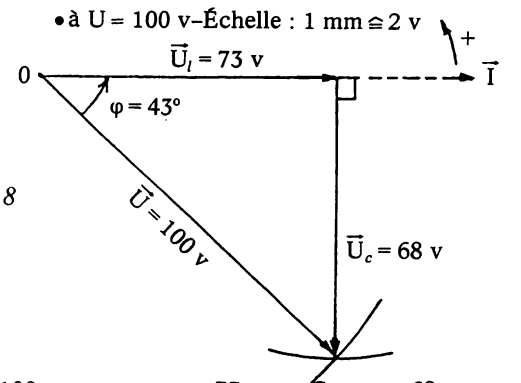


Fig. 8

$Z_T = \frac{100}{0{,}1} = 1\,000\ \Omega$; $R_l = \frac{73}{0{,}1} \simeq 730\ \Omega$; $Z_c = \frac{68}{0{,}1} \simeq 680\ \Omega$

R_ℓ varie avec la température du filament de tungstène de la lampe, donc avec I^2, $Z_C \simeq X_C$ est constante.

Le sens du déphasage de $\vec{I}$ sur $\vec{U}_C$ AVANCE est indéterminé par la méthode vectorielle ci-dessus. L'indétermination sera levée par l'observation oscilloscopique de i_C et u_C en bicourbe.

$$(\vec{I}_C, \vec{U}_C) = -\frac{\pi}{2} \Leftrightarrow (\vec{U}_C, \vec{I}_C) = +\frac{\pi}{2}$$

Observation à l'oscilloscope

Suivant le montage d'étude mesure n° 7, avec alimentation du circuit {C, r} par transformateur d'isolement 220/24 V ou par générateur ∿ basse fréquence.

Oscillogramme u et i (fig. 9). On trouve i en avance sur u de $\frac{\pi}{2}$; pour i (voie B - INV B).

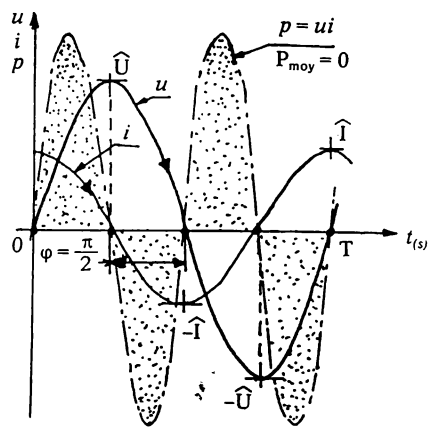


Fig. 9

Comparaison

Paramètres	Bobine L, R ≃ 0	condensateur C
module X argument φ déphasage à fréquence variable	$X_L \nearrow = L\omega \nearrow$ $(\vec{I}, \vec{U}) = +\frac{\pi}{2}$ $\vec{I}$ arrière sur $\vec{U}$ X_L proportionnelle à f $X_L = +j\,L\,\omega$	$X_C \searrow = \frac{1}{C\omega} \nearrow$ $(\vec{I}, \vec{U}) = -\frac{\pi}{2}$ $\vec{I}$ avance sur $\vec{U}$ X_C inversément proportionnelle à f $X_C = -j \cdot \frac{1}{C\omega}$

TRAVAUX PRATIQUES 2

3. MISE EN ÉVIDENCE DE LA RELATION :

$$I = U\,C\,\omega \Rightarrow Z_c \simeq X_c = \frac{U}{I} = \frac{1}{C\,\omega}$$

Alimentation par alternostat en ∿ - 50 Hz ou par générateur BF à f variable. Préciser les caractéristiques des Ⓐ et Ⓥ utilisés.

Mesurages

Constantes :
U = 200 V ω = 314 rad/s
C variable f = 50 HZ

$C_{(\mu F)}$	$I_{(A)}$	$k = \frac{I_{(A)}}{C_{(F)}}$
2,5	0,16	$k \simeq 64 \times 10^3$
5	0,32	
10	0,64	

Ramener U à 0 avant de changer C ; comparer k et U ω
Conclure : I = k C = U ω C
I proportionnelle à C

Constantes :
C = 5 μF ω = 314 rad/s
U variable ∿

$U_{(V)}$	$I_{(A)}$	$k' = \frac{I_{(A)}}{U_{(V)}}$
50	0,08	$k' \simeq 160 \times 10^{-3}$
100	0,16	
200	0,32	

Comparer k' et C ω
Conclure : I = k' U = C ω U
I proportionnelle à U

Constantes :
C = 10 μF U = 5 V
f, ω = 2 π f variables ∿

$f_{(Hz)}$	$I_{(mA)}$	$k'' = \frac{I_{(A)}}{\omega_{(rad/s)}}$
50	16	$k'' \simeq 5 \times 10^{-5}$
100	32	
200	64	

Comparer k'' et U C
Conclure : I = k'' ω = U C ω
I proportionnelle à f, donc à ω

$$\underset{(A)}{I} = \underset{(V)(F)(rad.s^{-1})}{U\,C\,\omega} \Leftrightarrow Z_C = \frac{U}{I} \simeq X_C = \frac{1}{C\,\omega}$$

Z_C impédance, X_C réactance du condensateur

Remarques

Pour la bobine : « pure » R ≪ X_L, X_L = L ω proportionnelle à $f = \frac{\omega}{2\pi}$, donc si f = 0 ⇒ $X_L \to 0$ (Z_B limitée à R propre de la bobine $Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$) donc $Z_B \simeq$ R faible en ⎓ ; si $f \nearrow \Rightarrow X_L \nearrow \Rightarrow Z \nearrow$; en fréquence élevée « blocage » de la composante alternative.

Pour le condensateur : « pur » $X_C = \frac{1}{C\,\omega}$ inversement proportionnelle à f, donc si f = 0 ⇒ $X_C \to \infty$ donc « blocage » de la composante ⎓ et si $f \nearrow \Rightarrow X_C \searrow$; en fréquence élevée « court-circuit » de la composante alternative.

APPLICATIONS

Réalisation de « *filtres LC* » dans les « alimentations » à « courant continu » pour éliminer l'ondulation du redressement par pont de diodes.

« *Découplage* » dans les circuits de liaison RC pour la transmission de la composante variable d'un signal composite (∿ superposé au ⎓).

Phénomène de *résonance électrique* pour les circuits LC de sélection de fréquence en transmissions radioélectriques et télévision, quand :

$$X_L = X_C \Rightarrow L\,\omega = \frac{1}{C\,\omega} \Rightarrow L\,C\,\omega^2 = 1$$

soit $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ dans les « blocs d'accord ».

TRAVAUX PRATIQUES 3

4. MESURAGE DE C À L'AIDE DU Ⓥ et Ⓐ EN FRÉQUENCE INDUSTRIELLE 50 Hz

MONTAGE : fig. 10

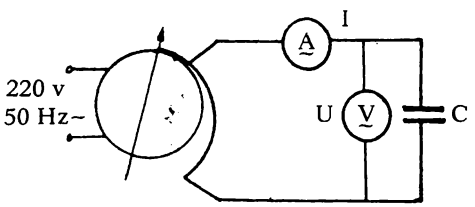


Fig. 10

PRINCIPE

$$Z = \frac{U}{I} \simeq X_C = \frac{1}{C\,\omega} \Rightarrow C_{(\mu F)} = \frac{I}{U\,\omega} = \frac{I^{(A)}}{314\,U_{(V)}} \times 10^6$$

CHOIX DES APPAREILS ET DE LEUR MONTAGE

À justifier. Opérer avec U voisine de TS indiquée par le fabricant.

Discussion et conclusion

Évaluer l'incertitude sur C mesurée ; comparer à la marge de tolérance indiquée par le fabricant.

APPLICATION

En utilisant un Ⓐ, envisager la construction d'un « capacimètre » avec une échelle « C » étalonnée en fonction de I à $U_{constante} \simeq 220$ V - 50 Hz. On utilisera une boîte de condensateurs type AOIP de 0,5 µF à 15,5 µF - TS = 350 V - TE = 700 V - papier - ± 10 % par couplages à l'aide de cavaliers isolés enfichés sur les douilles de sorties. (6 condensateurs dont 2 × 5 µF ; 2 × 2 µF ; 1 µF ; 0,5 µF).

Indications

Pour C = 1 µF - TS = 350 V - précision 10 % (marquée sur le corps du composant à 1 %). Prendre 3 mesures et calculer C moyenne.

1 Ⓐ AVOIP 3 - 0,1 A - ΔU = 60 mV - classe 1,5 ;
1 Ⓥ AVOIP 3 - 300 V - 4,3 kΩ/V - classe 1,5.

$U_{(V)}$	$I_{(mA)}$	$C_{(\mu F)}$	$C_{(\mu F)\ moy}$
210	66	1	1 µF
230	72	1⁻	$Z_{C\ moy} \simeq 3200\ \Omega$
250	79	1⁺	

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta I}{I} + \frac{\Delta U}{U} + \frac{\Delta \omega}{\omega} \simeq 2^+ + 2^- + 0{,}5 \simeq 4{,}5\ \%$$

$$\Rightarrow \Delta C \simeq 0{,}05\ \mu F$$

$$C = 1 \pm 0{,}05\ \mu F$$

$$\left(\frac{\Delta I}{I}\right)\% = \frac{1{,}5 \times 100}{72} \simeq 2{,}1\ \%$$

$$\left(\frac{\Delta U}{U}\right)\% = \frac{1{,}5 \times 300}{230} \simeq 2^-\ \%$$

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = \frac{\Delta f}{f} = \frac{0{,}25}{50} = 0{,}5\ \%$$

Conforme à la tolérance du constructeur de 10 %

$$C = 1 \pm 0{,}1\ \mu F$$

en amont : $\frac{\Delta Z}{Z} = \frac{a}{Z} = \frac{0{,}6}{3200} \simeq \frac{1}{5000}$

en aval : $\frac{\Delta Z}{Z} = \frac{Z}{R_Ⓥ} = \frac{3200}{1300 \times 10^3} \simeq \frac{12{,}5}{5000}$

Négligeable dans les 2 cas, mais meilleure en AM.

TRAVAUX PRATIQUES 4

COUPLAGE DES CONDENSATEURS

Retrouver expérimentalement les lois des couplages des condensateurs en montages série, puis dérivation. Comparer aux lois des couplages des résistors.

TRAVAIL EXPÉRIMENTAL

1. Mesurer C_1 et C_2 de même capacité marquée 5 µF - TS = 350 V ; puis mesurer $C_{équivalente}$ à C_1 et C_2 en « série », et ensuite C_1 et C_2 en « parallèle ». Conclure.

2. Mesurer C_1 et C_2 de capacités marquées différentes, C_1 = 5 µF, C_2 = 10 µF, même TS - 350 V ; puis mesurer $C_{équivalente}$ à {C_1 « série » C_2} et {C_1 // C_2}. Conclure.

3. Compléter le tableau ci-dessous. Énoncer les lois de couplages et les relations « généralisées ».

Cas envisagés	Couplage SÉRIE	Couplage DÉRIVATION
② condensateurs identiques {C, TS}	$C_{éq.} = \ldots$ TS = ...	$C_{éq.} = \ldots$ TS = ...
② condensateurs différents {C_1, TS_1} et {C_2, TS_2}	$\frac{1}{C_{éq.}} = \ldots \Rightarrow C_{éq.} = \ldots$ TS = ...	$C_{éq.} = \ldots$ TS = ...
ⓝ condensateurs identiques {C, TS}	$C_{éq.} = \ldots$ TS = ...	$C_{éq.} = \ldots$ TS = ...
ⓝ condensateurs différents {C_1, TS_1}, {C_2, TS_2}, ..., {C_n, TS_n}	$\frac{1}{C_{éq.}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \ldots \frac{1}{C_n}$ $TS = \sum_1^n TS_n$	$C_{éq.} = \sum_1^n C_n = C_1 + C_2 + \ldots C_n$ TS = TS la plus faible

UTILISATION DU PONT DE MESURE DES CAPACITÉS : LE PONT DE SAUTY

Principe

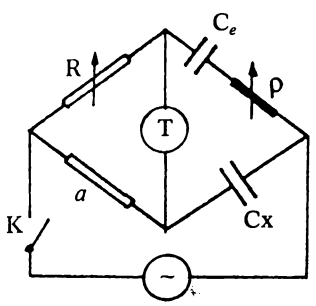


Fig. 11

Montage avec modules AOIP

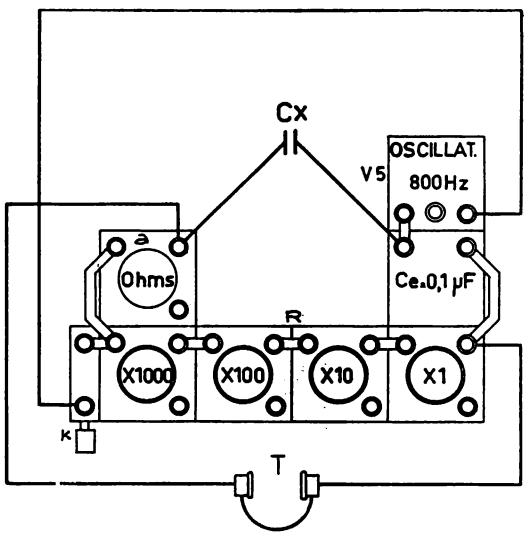


Fig. 12

Retrouver l'équation d'équilibre du pont :

$$Cx = Ce \cdot \frac{R}{a}$$

L'équilibre s'obtient pour le minimum ou l'extinction du son au casque téléphonique. Le pont « industriel » RLC est équipé d'un résistor ρ réglable pour atteindre le silence si Cx et Ce n'ont pas le même angle de pertes δ.

Utilisation

Contrôle de condensateurs de différents types.

TRAVAUX PRATIQUES 5

5. ÉTUDE DU CONDENSATEUR EN CONTINU : CHARGE ET DÉCHARGE LENTES À TRAVERS UN RÉSISTOR

5.1. But

Introduction à l'étude des circuits RC temporisés en électronique et automatique.

5.2. Principe - mode opératoire

Matériels

1 alimentation stabilisée 0-30 V ⎓ ; 1 chronomètre au 1/10 s ; 1 condensateur C = 15 µF ± 10 % - TS = 350 V - AOIP ; 1 Ⓥ AVOIP 3 - calibre 30 V - 20 kΩ/V ⇒ $R_{Ⓥ}$ = 600 kΩ ; 1 clé K-AOIP.

Travail

En binôme (2 opérateurs/poste de mesure).

Réaliser les montages (fig. 13 et 14). Remplir les tableaux de mesures : t (s) [0 ; 60 s] et $u_{(V)}$ correspondante [0 ; 30 V].

ⓐ Décharge de C dans $R_{Ⓥ}$

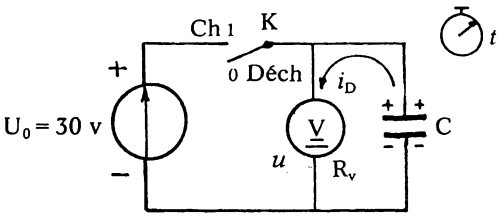
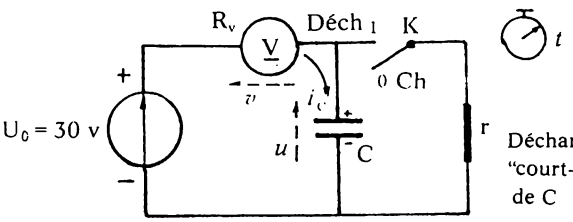


Fig. 13

k = 1 charge de C à $u = U_0 = 30$ V
k = 0 décharge lente de C dans R_V
déclencher le chronomètre à l'ouverture de k (t = 0)

$t_{(s)}$	0	5	τ = 9	15	20	30	40	50	60
$u_{(V)}$	$U_0 = 30$		11						0^+

ⓑ Charge de C par $R_{Ⓥ}$



Décharge "court-circuit" de C

Fig. 14

k = 1 décharge de C, u = 0 V
k = 0 charge lente de C par R_V
déclencher le chronomètre à l'ouverture de k (t = 0)

t	0	5	τ = 9	15	20	30	40	50	60
v	$U_0 = 30$		11						0^+
u	0		19						30^-

$u = U_0 - v = 30 - v$

5.3. Travail demandé

Tracer sur le même graphique $u = f(t)$ les courbes de charge et de décharge.

Questions

Calculer la constante de temps $\tau = R_{\textcircled{V}} C$.

Au temps $t = \tau$ déterminer la tension u et le pourcentage $\left(\frac{u}{U_0}\right)$ %.

Au temps $t = 5\,\tau$ déterminer u et $\left(\frac{u}{U_0}\right)$ %.

Conclure.

La tangente à la courbe de charge est au point origine ($t = 0$; $u = 0$) la droite passant par le point de coordonnées ($t = \tau$; $u = U_0$) ; quelle est l'équation de cette tangente à l'origine ?

Tracer la parallèle à l'axe des temps $\vec{0t}$ d'ordonnée $\frac{U_0}{2} = 15$ V. Montrer quelle est l'axe de symétrie des courbes de charge et de décharge. L'équation de la courbe de décharge étant $u = U_0 \cdot e^{-t/\tau}$, déduire l'équation de la courbe de charge.

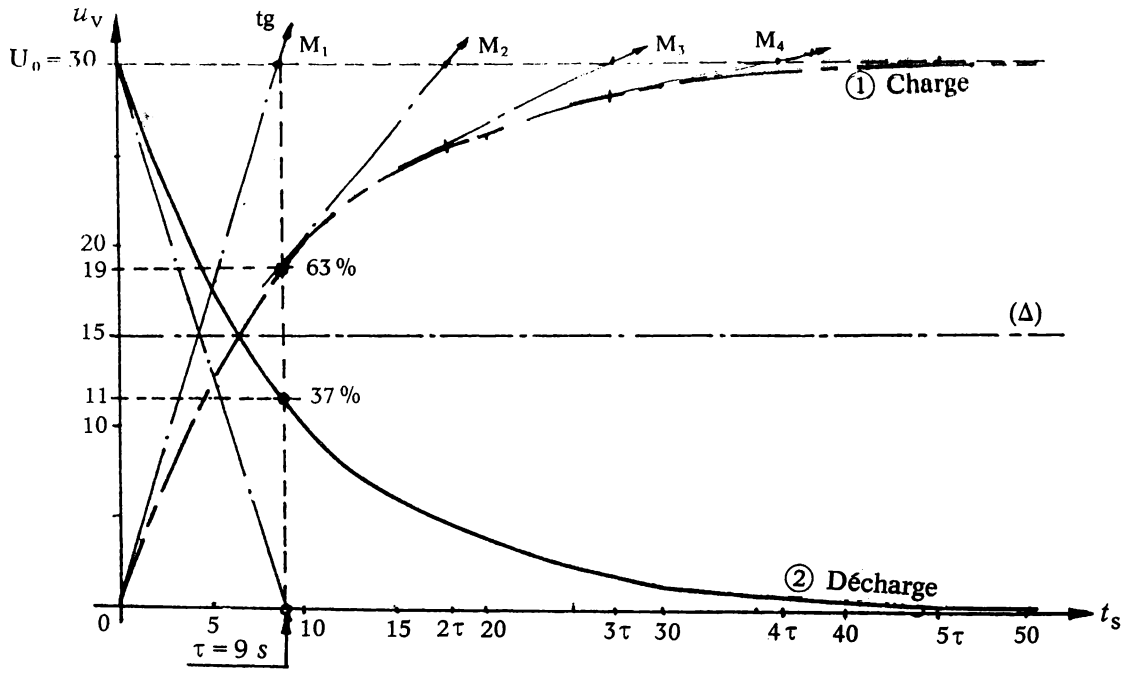


Fig. 15

Indications

$\tau = R_{\textcircled{V}} C = 600 \times 10^3 \times 15 \times 10^{-6} = 9$ s

à $t = \tau \Rightarrow u_D = 11$ V et $\frac{u_D}{U_0} = \frac{11}{30} \simeq 37$ %

$u_C = 19$ V et $\frac{u_C}{U_0} = \frac{19}{30} \simeq 63$ %

à $t = 5\tau \Rightarrow u_D \simeq 0{,}2$ V et $\frac{u_D}{U_0} \simeq 0{,}007$ %

$u_C \simeq 29{,}8$ V et $\frac{u_C}{U_0} \simeq 0{,}993$ %

donc à $t = 5\,\tau$ le condensateur est pratiquement totalement chargé ou déchargé.

Équation de la tangente : à l'origine pour $t = 0$ le coefficient directeur de la droite est

$$a = \frac{y_1 - y_0}{x_1 - x_0} = \frac{U_0 - 0}{\tau - 0} = \frac{U_0}{\tau} = \frac{30}{9} = \frac{10}{3}$$

soit $y = ax$ fonction linéaire $\Rightarrow u_{(charge)} = \frac{10}{3} t$ équation de la tangente à la courbe de charge ; si $t = \tau = 9$ s $\Rightarrow u = 30$ V $= U_0$; $u_{ch} = \frac{U_0}{\tau} \cdot t$

Pour exprimer l'équation de la tangente à la courbe de décharge, au point ($t = 0$; $u = U_0 = 30$ V) en montrant que le point d'intersection de la droite avec l'axe $\vec{Ot}$ est bien ($t = \tau = 9$ s ; $u = 0$) on devra utiliser la dérivée de la fonction $u_{Décharge} = U_0 \cdot e^{-t/\tau} \Rightarrow u'_{(t)} = \frac{d_u}{d_t} = -\frac{U_0}{\tau} \cdot e^{-t/\tau}$ et pour $t = 0 \Rightarrow u'_{t=0} = -\frac{U_0}{\tau} = -\frac{30}{9} = -\frac{10}{3}$ soit l'équation de la tangente $u_{déch} = -\frac{U_0}{\tau} t + U_0 \Rightarrow u = -\frac{10}{3} t + 30$ (fonction affine $y = ax + b$) ; pour $u = 0 \Rightarrow t = \tau$.

La droite (Δ) // $\vec{Ot}$ d'ordonnée $u = \frac{U}{2}$ est axe de symétrie des courbes ① et ② ; l'équation de la courbe de charge est donc : $u_C = U_0 - U_0 \cdot e^{-t/\tau}$; soit les équations des courbes dites **exponentielles** parce que la variable t est en exposant, de la forme $y = A \cdot e^{ax}$ (voir le cours de mathématiques) où $e \simeq 2{,}718...$ est la base des logarithmes népériens.

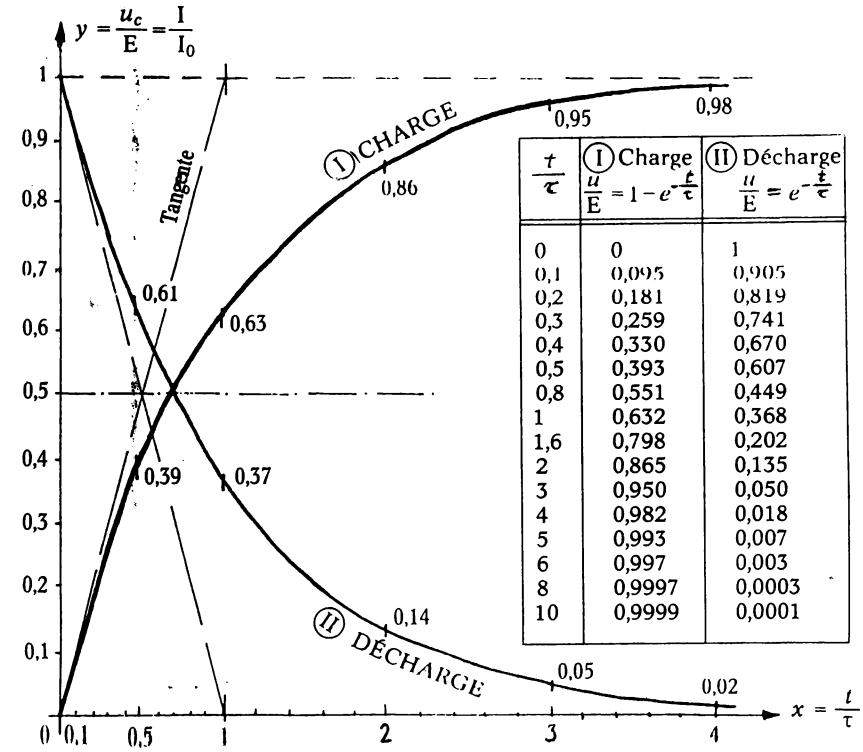
charge
$u_{Ch} = U_0(1 - e^{-t/\tau})$

constante de temps
$\tau = RC$
(tau) (s) (Ω)(F)

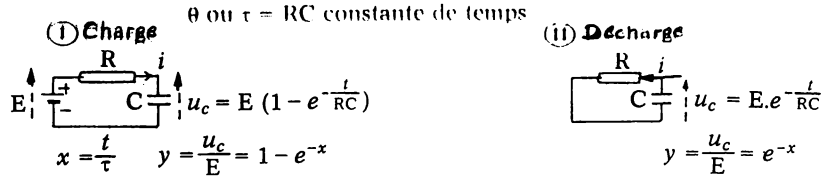
décharge
$u_{déch.} = U_0 \cdot e^{-t/\tau}$

Pour la charge et la décharge : $i = I_0 \cdot e^{-t/\tau} = \frac{U_0}{R} \cdot e^{-t/\tau}$

• Courbes universelles de Charge et de Décharge d'un Condensateur à travers un Résistor.



$\frac{t}{\tau}$	① Charge $\frac{u}{E} = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}}$	② Décharge $\frac{u}{E} = e^{-\frac{t}{\tau}}$
0	0	1
0,1	0,095	0,905
0,2	0,181	0,819
0,3	0,259	0,741
0,4	0,330	0,670
0,5	0,393	0,607
0,8	0,551	0,449
1	0,632	0,368
1,6	0,798	0,202
2	0,865	0,135
3	0,950	0,050
4	0,982	0,018
5	0,993	0,007
6	0,997	0,003
8	0,9997	0,0003
10	0,9999	0,0001



$i = I_0.e^{-\frac{t}{RC}}$ $y = \frac{I}{I_0} = e^{-x}$ courbe ②

E fém du générateur de tension constante $I_0 = \frac{E}{R}$

Fig. 16

CALCULS

Charge

à $t = \tau = 9$s on a $u_c = 30\,(1 - e^{-1}) \simeq 30\,(1 - 2{,}72^{-1}) \simeq 19$ V

soit $u_C = U_O\left(1 - \frac{1}{2{,}72}\right) \Rightarrow \frac{u_C}{U_O} \simeq 63$ %

à $t = 5\tau$ on a $u_C = 30\,(1 - 2{,}72^{-5}) \simeq 29{,}8$ V

soit $u_C = U_O\left(1 - \frac{1}{2{,}72^5}\right) \Rightarrow \frac{u_C}{U_O} \simeq 99{,}3$ %

décharge

à $t = \tau$ on a $u_d = 30 \cdot e^{-1} \simeq 30 \cdot \frac{1}{2{,}72} \simeq 11$ V

soit $u_d = U_O \cdot \frac{1}{2{,}72} \Rightarrow \frac{u_d}{U_O} \simeq 37$ %

à $t = 5\tau$ on a $u_d = 30 \cdot e^{-5} = 30 \cdot \frac{1}{2{,}72^5} \simeq 0{,}2$ V

soit $u_d = U_O \cdot \frac{1}{e^5} \Rightarrow \frac{u_d}{U_O} \simeq 0{,}7$ %

Remarque

On peut en utilisant les logarithmes écrire pour la décharge par exemple $\lg u_d = \lg (U_O \cdot e^{-t/\tau}) \Rightarrow \lg u_d = \lg U_O + \lg e^{-t/\tau} = \lg U_O - \frac{t}{\tau}$ (lge) soit $\lg u_d = \lg U_O - \frac{t}{\tau}$; fonction affine représentée par une droite avec $\lg u_d$ (en échelle logarithmique) et t (en échelle linéaire); ici on aurait :

$$\lg u_d = -\frac{1}{9}t + \lg 30 \Rightarrow \lg u_d = -\frac{1}{9}t + 3{,}4$$

Conclusions

À la charge du condensateur initialement déchargé, à la mise sous tension $u_C = 0$ et $u_R = U_O$, donc C se comporte comme un « *court-circuit* » et transmet intégralement l'échelon de tension $_0\mathcal{F}^{U_O}$ et $I_{O_{max}} = \frac{u_R}{R} = \frac{U_O}{R}$. Puis C se charge exponentiellement et il faut théoriquement $t = \infty$

pour que $u_C = U_0$ et $i = 0$ (la courbe est asymptote à l'axe horizontal d'ordonnée U_0). Quand C est chargé il se comporte alors comme un interrupteur « ouvert ».

Dans la pratique on utilise pour les circuits RC les courbes universelles de charge et décharge d'un condensateur à travers un résistor. Après lecture de x et y sur le diagramme on déduit $t = x\tau$ et $u_C = yE$.

Résoudre les exercices proposés comme exemples d'utilisation.

Utilisations

Exercices :

① Pour R = 3,3 kΩ ; C = 1 µF ; E = 8 V ; calculer u_C à la charge à t = 2 ms.

② Pour charge de C = 1 µF, par R = 500 Ω, avec E = 8 V ; calculer : a) u_c à t_1 = 0,1 ms ; b) t_2 pour u_C = 7 V ; c) I à t_3 = 1,6 ms.

③ Pour C = 1 µF, déchargé dans R = 500 Ω, avec E = 8 V de charge initiale ; calculer : a) t_1, pour une décharge à 63 % de E ; b) t_2 pour une décharge à 99 % de E.

Réponses :

① $\tau = RC = 3{,}3 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-6} = 3{,}3$ ms $\Rightarrow x = \frac{t}{\tau} = \frac{2}{3{,}3} = 0{,}61$; soit lecture sur ① : $y = \frac{u_C}{E} = 0{,}46$ $\Rightarrow u_C = 0{,}46 \times 8 \simeq 3{,}7$ V.

② $\tau = 0{,}5$ ms - a) $x_1 = \frac{t_1}{\tau} = \frac{0{,}1}{0{,}5} = 0{,}2$; on lit sur ① $y_1 = 0{,}18 \Rightarrow u_C = 0{,}18 \times 8 \simeq 1{,}44$ V.

b) $u_C = 7$ V $\Rightarrow y = \frac{u_C}{E} = \frac{7}{8} = 0{,}875$; on lit sur ① $x_2 \simeq 2{,}1 \Rightarrow t_2 = x_2 \cdot \tau = 2{,}1 \times 0{,}5 \simeq 1{,}05$ ms.

c) $t_3 = 1{,}6$ ms $\Rightarrow x_3 = \frac{t_3}{\tau} = \frac{1{,}6}{0{,}5} = 3{,}2$; on lit sur Ⅱ $y_3 = 0{,}04 \Rightarrow I = y_3 \cdot I_0$; soit avec $I_0 = \frac{E}{R} = \frac{8}{0{,}5} = 16$ mA $\Rightarrow I = 0{,}04 \times 16 = 0{,}64$ mA.

③ a) $\tau = 0{,}5$ ms et u_C restante = 37 % E $\Rightarrow y = \frac{u_C}{E} = 0{,}37$; on lit sur Ⅱ $x_1 = 1 \Rightarrow t_1 = \tau = 0{,}5$ ms.

b) $\tau = 0{,}5$ ms et u_c restante = 1 % de E $\Rightarrow y = \frac{u_C}{E} = 0{,}01$; on lit sur Ⅱ $x_2 \simeq 4{,}6 \Rightarrow t_2 \simeq x_2 \cdot \tau = 4{,}6 \times 0{,}5 \simeq 2{,}3$ ms. La décharge de C est pratiquement totale à $t \simeq 5\tau = 5 \times 0{,}5 \simeq 2{,}5$ ms.

6. ÉTUDE DU CONDENSATEUR EN SINUSOÏDAL : CIRCUIT RC À FRÉQUENCE FIXE ET VARIABLE ; CIRCUITS DÉPHASEURS ET FILTRES PASSIFS

TRAVAUX PRATIQUES 6

Circuit déphaseur RC à fréquence constante

6.1. Étude préparatoire

Suivant le montage (fig. 17) alimenté en sinusoïdal à tension et fréquence constantes, représenter le diagramme vectoriel des tensions ; exprimer les modules de Z, I, tg φ. Que devient le diagramme lorsque R varie ?

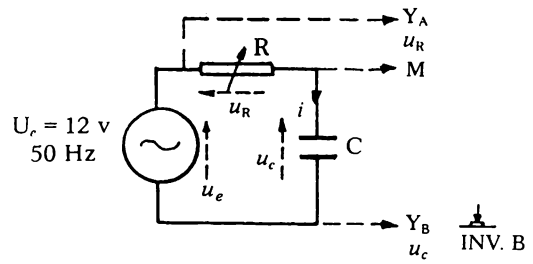


Fig. 17

Indications

Diagramme vectoriel (fig. 18). U_e constante :

— quand R varie, le point P se déplace sur le demi-cercle de diamètre $\vec{U}_e$; $\vec{U}_e = \vec{U}_R + \vec{U}_C$.

— on a : $Z = \sqrt{R^2 + X_c^2}$ avec $X_C = \frac{1}{C\omega}$; $I = \frac{U}{Z}$; $\text{tg}\,\varphi = -\frac{1}{RC\omega} \Rightarrow \varphi = \text{Arc tg}\left(-\frac{1}{RC\omega}\right)$.

$|\text{tg}\,\varphi| = \frac{U_C}{U_R} = \frac{X_C I}{RI} = \frac{1}{RC\omega}$ avec $\varphi = (\vec{U}_e, \vec{I})$; $\cos\varphi = \frac{U_R}{U_e} = \frac{R}{Z}$.

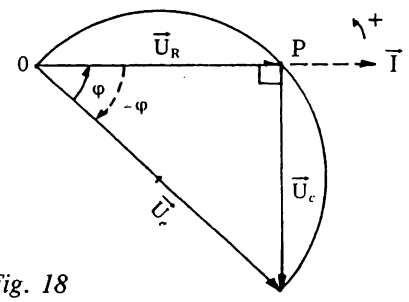


Fig. 18

6.2. Étude expérimentale

Réaliser le montage d'étude (fig. 17) et observer le déphasage de u_R sur u_C, puis u_R sur u_e. Conclure. On choisira convenablement les branchements sur l'oscilloscope, et la méthode en bicourbe ou celle de l'ellipse. On prendra R variable de 2,2 kΩ et C = 1 µF.

Utilisation

Pour la commande de gâchette des triacs en électronique.

TRAVAUX PRATIQUES 7

Circuit RC à fréquence variable : filtres

6.3. Étude préparatoire

On considère ici le circuit RC en tant que « quadri-

pôle », (4 bornes) et la transmission ou le « transfert » d'un signal d'entrée u_1, vers la sortie u_2 en fonction de la fréquence du signal appliqué (fig. 19).

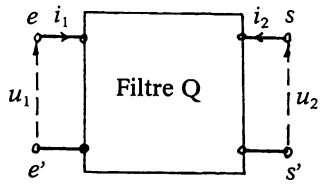


Fig. 19

En notation complexe (pour les signaux sinusoïdaux seulement) on exprime la fonction de tranfert $\underline{T} = \frac{\underline{U_2}}{\underline{U_1}}$, de module $T = \frac{U_2}{U_1}$ et d'argument $\theta = (\vec{U_1}, \vec{U_2})$ déphasage de u_1 sur u_2. *La fréquence de coupure* f_0 est celle pour laquelle $T_0 = \frac{T_{max}}{\sqrt{2}}$ (correspondante à un affaiblissement de 3 dB).

On envisagera les 2 cas possibles suivants : à $u_1 = \hat{U}_1 \sin \omega t$ = cte et f variable.

ⓐ - Sortie sur R

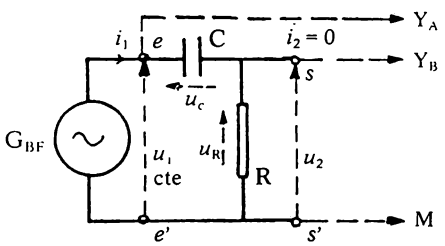


Fig. 20

ⓑ - Sortie sur C

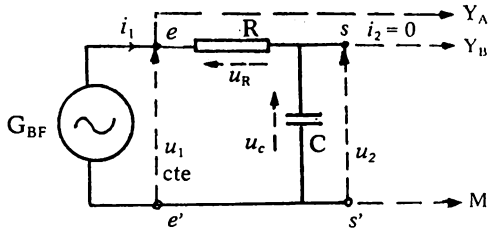


Fig. 21

Exprimer la transmittance $\underline{T}$, le module T et l'argument θ en fonction de $\tau = RC$ et ω. En posant $\omega_0 = \frac{1}{\tau}$ exprimer T.

Donner l'allure des courbes T et θ en fonction de f.

Conclusions.

Indications

ⓐ - Sortie sur R

$$\underline{T} = \frac{\underline{U_2}}{\underline{U_1}} = \frac{R}{R - j\frac{1}{C\omega}} = \frac{j\,RC\omega}{1 + j\,RC\omega} \Rightarrow$$

$$\underline{T} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\,RC\omega}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\,\tau\omega}} = \frac{1}{1 - j\frac{\omega_0}{\omega}}$$

avec $\tau = RC$ et $\omega_0 = \frac{1}{\tau}$.

soit en module :

$$T = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\tau^2\,\omega^2}}} \Rightarrow T = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

et en argument : $\theta = (\vec{U_1}, \vec{U_R}) > 0$ où :

$$\text{tg}\,\theta = \frac{U_C}{U_R} \Rightarrow \text{tg}\,\theta = \frac{1}{R\,C\,\omega} = \frac{1}{\tau\,\omega}$$

$$\Rightarrow \theta = \text{Arg}\,\underline{T} = \text{Arc tg}\,\frac{\omega_0}{\omega}$$

Variations de T et θ avec ω (ou f)

ω	0	↗	$\omega_0 = \frac{1}{\tau}$	↗	$+\infty$
T	0^+	↗	$\frac{1}{\sqrt{2}} \simeq 0{,}71$	↗	1^-
tgθ	$+\infty$	↘	1	↘	0^+
θ	$+\frac{\pi}{2}$	↘	$+\frac{\pi}{4}$	↘	0^+

$$\text{tg}\,\theta = \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{1}{\tau\,\omega} \; ; \; T = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

Courbes de T et θ en fonction de f :

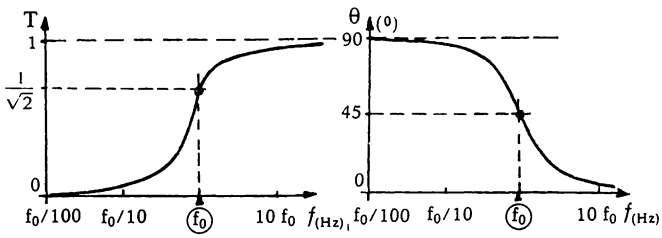


Fig. 22

On a un filtre « *passe-haut* » favorisant les fréquences élevées pour $f > f_0$; avec $f_0 = \frac{1}{2\,\pi\,R\,C}$ pour $T = \frac{T_{max}}{\sqrt{2}}$; et un déphasage de U_R sur U_1 de $\frac{\pi}{4}$ à f_0.

Ce circuit est du type « *différenciateur* » (ou dérivateur). En effet : $u_R = R\,i \Rightarrow u_R = R\,\frac{dq}{dt} = R\,C\,\frac{du_C}{dt}$ et si $R \ll X_C \Rightarrow R\,C\,\omega \ll 1$ soit $U_C \simeq U_1$

$\Rightarrow u_R \simeq R\,C\,\frac{du_1}{dt} \simeq R\,C\,u'_{1(t)}$.

(Voir l'utilisation en transformation de signaux.)

(b) sortie sur C

$$\underline{T} = \frac{\underline{U_2}}{\underline{U_1}} = \frac{1}{1 + j\,R\,C\,\omega} = \frac{1}{1 + j\,\tau\,\omega} = \frac{1}{1 + j\,\frac{\omega}{\omega_0}}$$

avec $\tau = R\,C$ et $\omega_0 = \frac{1}{\tau} \Rightarrow \tau = \frac{1}{\omega_0}$

soit en module : $T = \frac{1}{\sqrt{1 + \tau^2\,\omega^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$

et en argument : $\theta = (\vec{U_1}, \vec{U_C}) < 0$ où :

$$\text{tg}\,\theta = -\frac{U_R}{U_C} = -R\,C\,\omega = -\tau\,\omega = -\frac{\omega}{\omega_0}$$

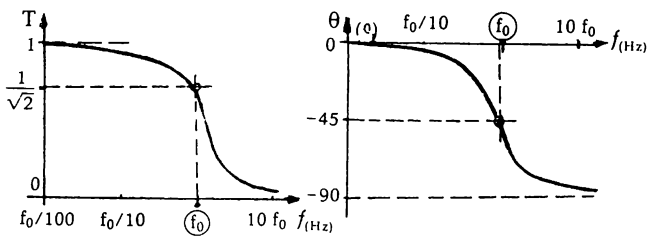
$$\Rightarrow \theta = -\text{Arc tg}\,\frac{\omega}{\omega_0}$$

Variations de T et θ avec ω (ou f)

ω	0	↗	$\omega_0 = \frac{1}{\tau}$	↗	$+\infty$
T	1	↘	$\frac{1}{\sqrt{2}} \simeq 0{,}71$	↘	0^+
tg θ	0^-	↘	-1	↘	$-\infty$
θ	0^-	↘	$-\frac{\pi}{4}$	↘	$-\frac{\pi}{2}$

$$\text{tg}\,\theta = -\frac{\omega}{\omega_0} = -\tau\,\omega \;;\; T = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

Courbes de T et θ en fonction de f :



échelles logarithmiques en fréquence

Fig. 23

On a un filtre «*passe-bas*» favorisant les fréquences basses pour $f < f_0$; $f_0 = \frac{1}{2\,\pi\,R\,C}$ pour $T = \frac{T_{max}}{\sqrt{2}}$; et un déphasage de U_C sur U_1 de $-\frac{\pi}{4}$ à f_0.

Ce circuit est du type «*intégrateur*». En effet :

$$u_C = \frac{1}{C}\int i \cdot d\,t = \frac{1}{R\,C}\int u_R \cdot d\,t$$

et si $X_C \ll R \Rightarrow R\,C\,\omega \gg 1 \Rightarrow U_R \simeq U_1 \Rightarrow$

$$u_C = \frac{1}{R\,C}\int u_1 \cdot d\,t$$

(Voir l'utilisation en transformation de signaux.)

6.4. Étude expérimentale

Pour R = 1 kΩ ; C = 0,1 μF ; U_1 = 5 V constante, $f \in$ [100 Hz ; 20 kHz] - Générateur BF sinusoïdal. Compléter les tableaux de mesures. Tracer les courbes de T et θ en fonction de f. Conclusions. Observer à l'oscilloscope le déphasage θ en bicourbe.

a - en sortie sur R

$f_{(Hz)}$	100	600	1000	1600	2000	6000	20000
$U_{R\,(V)}$	0,34			3,53			5
$\theta_{(°)}$	85			45			5
T	0,07			0,71			1

$$f_{0\,\text{calculée}} = \frac{1}{2\,\pi\,R\,C} \simeq 1\,590\ \text{Hz} \simeq 1\,600\ \text{Hz}$$

et $\omega_0 \simeq 10^4$ rad/s

b - en sortie sur C

$f_{(Hz)}$	100	600	1000	1600	2000	6000	20000
$U_{C\,(V)}$	5			3,53			0,34
$\theta_{(°)}$	−5			−45			−85
T	1			0,71			0,07

Remarque

Une étude plus complète des filtres passifs et actifs est faite en électronique analogique (Amplificateurs opérationnels).

TRAVAUX PRATIQUES 8

Circuit à «pont déphaseur RC» à fréquence constante

Il permet d'obtenir une tension V_2 de module constant, mais de déphasage variable par rapport à V_1 dans l'intervalle]0, π[. On utilise ce dispositif déphaseur pour la commande de gâchette des thyristors en électronique.

6.5. Étude préparatoire

À l'aide du montage (fig. 24) constitué d'un transformateur à *prise médiane* M (Référence 0 V-masse) et du circuit RC.

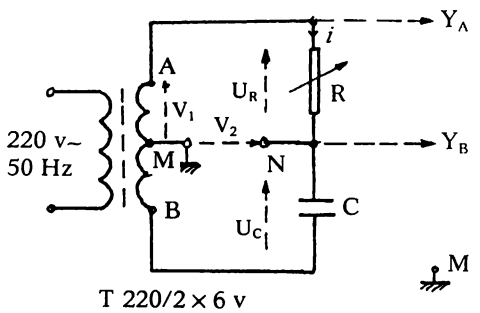


Fig. 24

Construire le diagramme des tensions avec $\vec{U}_{AB}$ référence des phases et $\vec{U}_{AM} = -\vec{U}_{BM}$ (en opposition de phase) $= \frac{\vec{U}_{AB}}{2}$; (I débité faible).

Exprimer $\varphi = (\vec{V}_1, \vec{V}_2)$ à partir de la $\text{tg}\left(\frac{\varphi}{2}\right)$; on montrera que $\widehat{NBM} = \frac{\varphi}{2}$.

Quelles seront les positions du point N pour R = 0, puis R → ∞.

Pour C = 5 µF ± 10 %; TS = 350 V et R = {10 × 100 Ω (70 mA) + 10 × 1 kΩ (25 mA)}; boîte de résistance; CdA; précision 0,5 %, calculer I_{max} quand R → 0 afin de choisir convenablement R. On prendra un transformateur de 220 V/2 × 6 V - 12 VA.

Préparer et compléter le tableau des calculs et mesures; on calculera R pour obtenir φ de 150°, puis 170°.

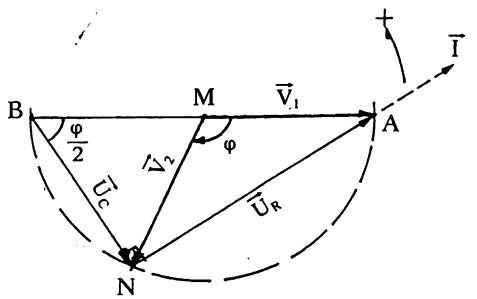


Fig. 25

Indications

Diagramme des tensions (fig. 25).

$\vec{U}_{AB} = \vec{U}_C + \vec{U}_R$ déphasage $(\vec{U}_R, \vec{U}_C) = \frac{\pi}{2}$

($\vec{U}_C$ de $\frac{\pi}{2}$ en arrière sur $\vec{I}$)

$|\vec{V}_2| = |\vec{U}_{NM}| = \left|\frac{\vec{U}_{AB}}{2}\right|$ = constante

On a :

$\text{tg}\left(\frac{\varphi}{2}\right) = \frac{U_R}{U_C} = R\,C\,\omega \Rightarrow \varphi = 2\,\text{Arc tg}\,R\,C\,\omega$

Si R = 0 ⇒ le point N est en A et φ = 0.

Si R → ∞ ⇒ le point N → B et φ → π.

Quand R → 0, $Z = \sqrt{R^2 + X_C^2} = X_C = \frac{1}{C\omega}$ et $I_{max} = \frac{U_{AB}}{Z}$, avec $X_C = \frac{1}{5 \times 10^{-6} \times 314} \simeq 637\ \Omega$, on a $I_{max} \simeq \frac{12}{637} \simeq 19$ mA; donc le choix de R convient (I_{max} = 70 mA pour décade 10 × 100 Ω).

Calcul de R :

Pour φ = 150° ⇒ $\frac{\varphi}{2}$ = 75° soit tg 75° ≃ 3,732 = R × 5 × 10^{-6} × 314 ⇒ R ≃ 2380 Ω.

Pour φ = 170° ⇒ $\frac{\varphi}{2}$ = 85° soit tg 85° ≃ 11,43 = R × 5 × 10^{-6} × 314 ⇒ R ≃ 7280 Ω.

6.6. Étude expérimentale

Réaliser le montage (fig. 24). Compléter le tableau des mesures et calculs. Observer et mesurer φ à l'oscilloscope. Tracer la courbe φ = *f*(R) (R sur échelle logarithmique).

Visualiser $\vec{V}_{AM} = \vec{V}_1 = \left|\frac{V}{2}\right|$ et $\vec{U}_{NM} = \vec{V}_2$ en bicourbe.

C = 5 µF

$R_{(\Omega)}$	100	200	300	500	700	900	1 000	1 500	2 000	3 000	5 000	10 000
$\text{tg}\left(\frac{\varphi}{2}\right) = R\,C\,\omega$	0,157			0,785			1,57					15,7
$\varphi_{(°)}$ calculé	17,8			76,3			115					172,7
$\varphi_{(°)}$ mesuré à l'oscillo	18			76			114					173

Dilater la base de temps pour que $\frac{T}{2} \equiv 180° =$ 10 divisions ⇒ 1 division ≡ 18°, afin d'obtenir une meilleure précision dans la lecture de φ à l'oscilloscope.

7. ÉTUDE DU CONDENSATEUR EN «COMMUTATION» DANS LES MONTAGES ÉLECTRONIQUES : RÉPONSE À UN ÉCHELON DE TENSION ET COMPORTEMENT EN SIGNAUX RECTANGULAIRES

Applications

Les circuits de transformation des signaux, différenciateur et intégrateur.

7.1. Étude préparatoire

Un condensateur travaille en régime de commutation (ou d'échelon) lorsqu'il est soumis à une variation brusque de tension. Par exemple, en ondes rectangulaires à *fronts raides* ou en logique électronique, dans le fonctionnement en «échelon» par tout ou rien (TOR). Il est important ici de rappeler l'intérêt de la notion de *potentiel* dans les montages électroniques. On fixe un potentiel de référence 0 volt (la *masse* généralement) et on considère les potentiels des points «chauds» par rapport au potentiel 0 volt («masse» ≡ point «froid»). On simplifie ainsi les calculs, l'analyse des schémas, le contrôle du fonctionnement (dépannage, maintenance, analyse oscilloscopique sur des «points-test» (avec 1 conducteur à la masse de l'équipement et l'autre «touche» de mesurage sur les points-test).

Exemple : pour un « échelon » de tension (fig. 26).

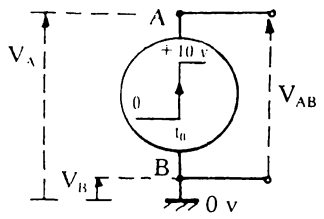


Fig. 26

à t_0 initial : $V_A = V_B = 0$ V
à $t_0 + \varepsilon$: $V_A = V_B + 10$ V = 10 V
Pour ε (epsilon) durée de l'échelon positif ou front montant, très petite.
La différence de potentiel $V_{AB} = V_A - V_B = V_A =$ 10 V.

ⓐ *Exercices*

Sur la figure 27, étudier l'évolution des potentiels des points A et B avant (à $t \leq t_0 - \varepsilon$), pendant (à $t = t_0$) et après ($t \geq t_0 + \varepsilon$) l'échelon de tension $_0\mathcal{E}_{t_0}^{E\,éch.}$. Conclure. Représenter les variations de V_A et V_B.

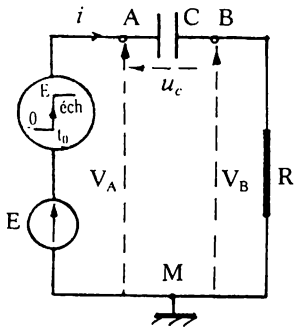


Fig. 27

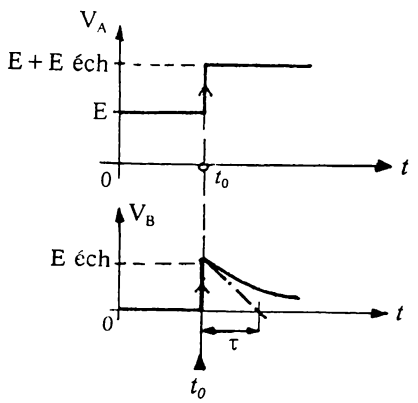


Fig. 28

Indications (fig. 28)

Avant l'échelon : à $t \leq t_0 - \varepsilon$, le circuit est en état d'équilibre (en régime permanent) donc U_C constante ⇒ $I = 0$; $V_A = \mathbb{E} + 0$, $V_B = R\,I = 0$, $U_C = V_A - V_B = \mathbb{E}$.

Pendant l'échelon : à $t = t_0$, on a $Q = C\,U$ ⇒ $\Delta Q = C\,\Delta U = I\,\Delta t$ et avec l'hypothèse d'un échelon « instantané » où $\Delta t = 0$ ⇒ $\Delta Q = 0$, $\Delta U = 0$ donc pendant l'échelon U_C *ne varie pas*.

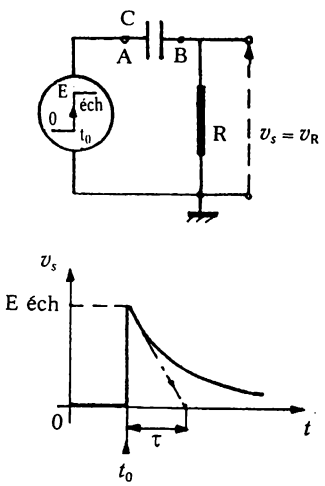
Conclusion

Si on applique un échelon de potentiel sur une des bornes du condensateur (par un générateur de résistance interne ≃ nulle), on retrouve sur l'autre borne une variation égale de potentiel : le condensateur se comporte comme un « court-circuit » et « laisse passer » l'échelon de potentiel appliqué sur une de ses bornes.

Après l'échelon : à $t \geq t_0 + \varepsilon$, $V_A = \mathbb{E} + E$ échelon, et V_B évolue exponentiellement vers son potentiel d'équilibre suivant la constante de temps $\tau = RC$; au bout du temps $t \simeq 5\,\tau$, U_C atteint pratiquement sa valeur maximale et la charge de C est terminée, donc $i \to 0$ et $V_B = R\,i \to 0$.

ⓑ *Applications : les circuits RC « dérivateur » et « intégrateur »*

① Le circuit dérivateur

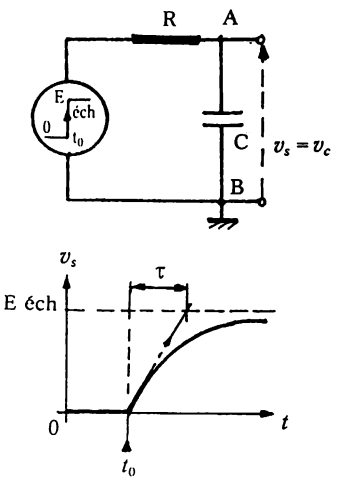


Sortie sur R :
- tracer $v_s = f(t)$
- conclure

• Le circuit "laisse passer" les variations rapides de tension appliquées à l'entrée.
En régime sinusoïdal, on obtient un filtre "passe-haut".

Fig. 29

② Le circuit intégrateur



Sortie sur C :
- tracer $v_s = f(t)$
- conclure

• Le circuit "freine" les variations rapides de tension appliquées à l'entrée.
En régime sinusoïdal, on a un filtre "passe-bas".

Fig. 30

© Sur la figure 31, on représente le circuit d'attaque d'une bascule monostable à amplificateur opérationnel. Tracer la courbe $V_B = f_{(t)}$ puis calculer le temps θ écoulé entre t_0 et l'instant où $V_B = 0$.

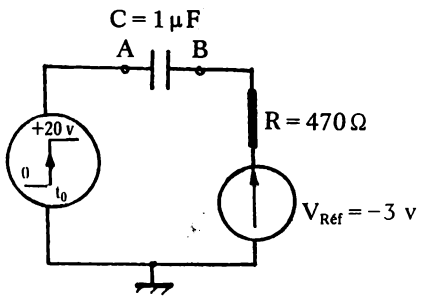


Fig. 31

Indications

Avant l'échelon : $V_{B\,(t_0 - \varepsilon)} = V_{Réf.} = -3$ V.

Pendant l'échelon : $V_{B\,(t_0)}$ subit la même variation que V_A, soit +20 V ⇒ $V_B = -3 + 20 = +17$ V.

Après l'échelon : $V_{B\,(t_0 + \varepsilon)}$ évolue exponentiellement vers son potentiel d'équilibre $V_{Réf.} = -3$ V, suivant sa constante de temps $\tau = R\,C = 470$ µs. (fig. 32)

Calcul de θ : Pour évolution de V_B de 17 V à 0 V, on a $\theta = \tau \cdot \lg_n \dfrac{\text{variation totale de tension}}{\text{variation restante}}$

$$\Rightarrow \theta_{(\mu s)} = 470 \times \lg_n \frac{-20}{-3} \simeq 892\ \mu s$$

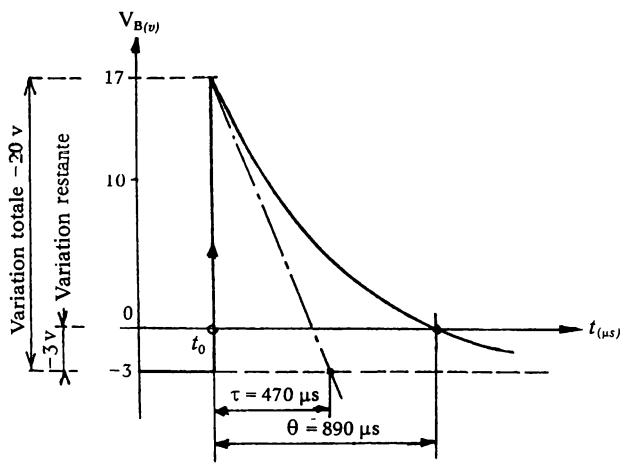


Fig. 32

TRAVAUX PRATIQUES 9

Les circuits de transformation des signaux

7.2. Étude expérimentale

Le circuit RC en signaux rectangulaires périodiques à fréquence variable. On fera l'étude oscilloscopique des circuits différenciateur et intégrateur. Pour le même circuit RC donc à τ constante, on fera varier la fréquence *f*, telle que la période T du signal rectangulaire soit $T > 10\tau$, $T = \tau$, $T < \tau$. Tirer les conclusions dans chaque cas. Recommencer l'étude pour une tension d'entrée triangulaire en dent de scie. Conclusions.

On précisera sur les oscillogrammes les sensibilités en Y (1 V/div) et en X (1 ms/div). On utilisera un RC de R = 10 kΩ; C = 0,1 µF. La fréquence du générateur BF varie de 100 Hz à 10 kHz; $\hat{V}_e = 5$ V constante.

Indications

① *Le circuit différenciateur*

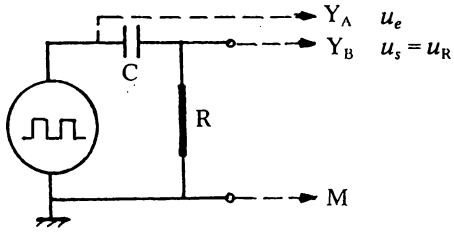
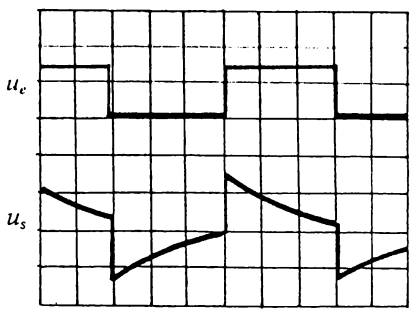
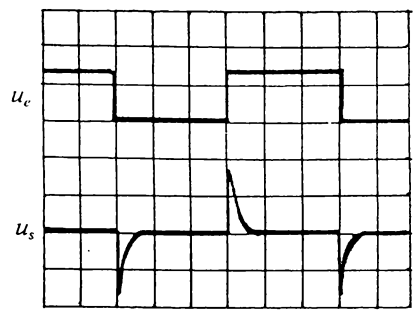


Fig. 33



R = 10 K Ω
C = 0,1 µF
τ = 1 ms
Entrées A et B :
= 2 v/div.
Durée : 1 m s/div.
T = 6 ms ⇒ ω = 10^3 rad/s
RC ω = 1
$R = \frac{1}{C\omega}$; $f \simeq 167$ Hz
$T > 5\tau$

Fig. 34 ①



R = 10 K Ω
C = 1 500 µF
τ = 15 µs
Entrées A et B :
= 2 v/div.
Durée : 1 ms/div.
T = 6 ms ⇒ ω = 10^3 rad/s
$f = 167$ Hz
$R \ll \frac{1}{C\omega}$; $T \gg \tau$
u_s en impulsions

Fig. 35 ②

Si entrée Sortie

② *Le circuit intégrateur*

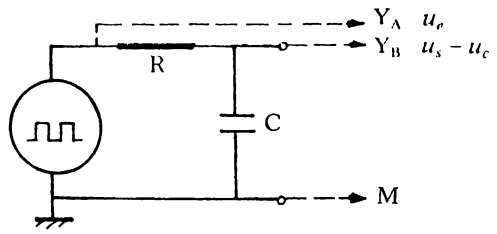
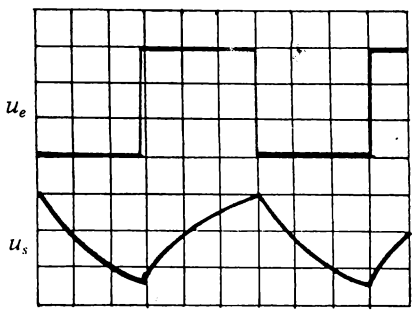
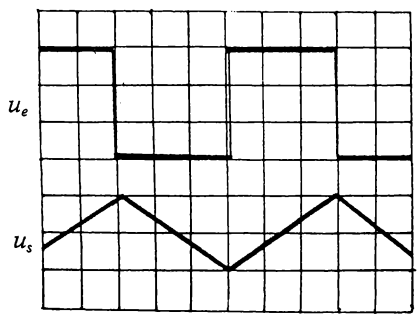


Fig. 36



R = 10 KΩ
C = 0,1 µF
τ = 1 ms
Entrées A et B :
= 1 v/div.
Durée : 1 ms/div.
T = 6 ms ⇒ ω = 10^3 rad/s
RC ω = 1
$R = \frac{1}{C\omega}$; f = 167 Hz
T > 5 τ

Fig. 37 ①



R = 10 KΩ
C = 0,1 µF
τ = 1 ms
Entrées : A = 1 v/div.
B = 0,2 v/div.
Durée : 100 µs/div.
T = 0,6 ms ⇒ ω = 10^4 rad/s
f = 1 670 Hz
RC ω ≫ 1
$R \gg \frac{1}{C\omega}$; T < τ
u_s est linéaire mais u_s de faible amplitude.

Fig. 38 ②

Si entrée Sortie

Exemples d'utilisation

Le multimètre MX 522 B numérique de Métrix dispose d'un accessoire pour mesurer la tension des circuits de base de temps des téléviseurs (balayage ligne sur le « tube image »). C'est une sonde de filtrage TV - 1 kV - DC, filtre passe-bas à RC intégrateur (fig. 39).

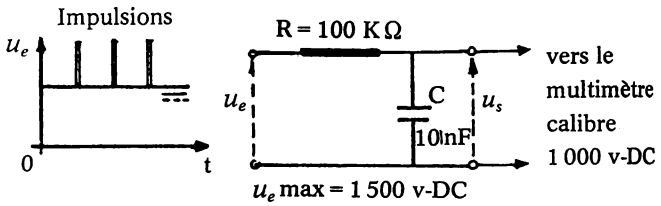


Fig. 39

La sonde protège le multimètre ; elle « bloque » les impulsions superposées à la composante continue à mesurer.

On trouvera d'autres exemples d'utilisation des circuits RC, dans les chapitres consacrés à l'électronique.

Citons encore les dispositifs *d'antiparasitage* des équipements électrodomestiques, des véhicules automobiles.

Antiparasitage d'un récepteur auto-radio : les véhicules sont généralement prééquipés d'une manière « standard » :

— *allumeur* avec un condensateur 2,2 µF - 50 V entre + batterie et masse (relier carrosserie et bloc moteur par une « tresse » de masse).

— *alternateur* par C = 2,2 µF entre + ALT et ⏚ (tresse de masse entre capot moteur et châssis côté antenne).

— *bougies*, éventuellement monter des « suppresseurs » de 5 kΩ sur les bougies.

— *régulateur de tension*, par C = 2,2 µF entre + BAT borne régulateur et ⏚.

MESURE N° 10

Les circuits associés LRC
La résonance électrique

Thème : Étude des circuits LRC en série et dérivation. Comportement à fréquence constante et variable. Cas particulier de la résonance électrique : propriétés, dangers et précautions.

TRAVAUX PRATIQUES 1

Étude du circuit « LRC série » en sinusoïdal 50 Hz

1. ÉTUDE PRÉPARATOIRE

Le circuit (fig. 1) est constitué d'une bobine (LR) montée en série avec un condensateur C. Il est alimenté en basse tension 10 V - 50 Hz constante.

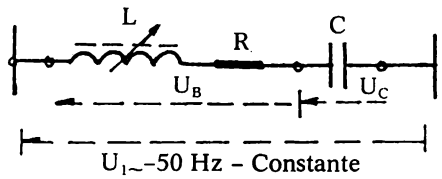


Fig. 1

Données : matériels

Bobine à inductance variable SUTER.
$L \in [0{,}14\,;1{,}1\ H]$; $R_{propre} = 10\ \Omega$ en ⎓, 12 à 14 Ω en ∿ - 50 Hz (équivalente) ; $U < 250$ V ; $I < 1{,}5$ A.

Boîte de condensateurs AOIP 0,5 à 15,5 µF ± 10 % ; TS = 350 V ; TE = 700 V.

Alimentation : par Alternostat - Ferrix 0-240 V suivi d'un transformateur d'isolement 220/12 V - 60 VA.

Rappels des relations

Dans l'hypothèse où le facteur de qualité $Q = \dfrac{L\omega}{R} \gg 1$ à la résonance, on a :

$$\text{impédance } Z = \frac{U}{I} = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

$$\text{avec } X_L = L\omega\ ;\ X_C = \frac{1}{C\omega}\ ;\ \omega = 2\pi f$$

Le déphasage $\varphi = (\vec{I}, \vec{U})$ sera calculé à l'aide de la $\operatorname{tg}\varphi = \dfrac{X_L - X_C}{R}$ qui permet de déterminer le signe de φ (sens du déphasage).

Questions : En envisageant les 3 cas possibles :

$$\begin{cases} a - X_L > X_C \\ b - X_L < X_C \\ c - X_L = X_C \end{cases}$$

Indiquer la nature du circuit (inductif, capacitif ou résistif), le sens du déphasage φ de I sur U.

Pour le cas particulier de la résonance $X_L = X_C$, exprimer la condition de résonance suivant la variable adoptée L_0, C_0, ω_0 et f_0 en fonction des autres grandeurs maintenues constantes.

Préciser les conséquences et déduire les propriétés du circuit LRC-série au point de résonance. On exprimera notamment : I_0, Z_0, le coefficient de surtension σ (ou facteur de qualité Q du circuit) $\sigma = Q_0 = \dfrac{U_{C_0}}{U} \simeq \dfrac{U_{B_0}}{U}$.

Quelles sont les précautions à appliquer et le mode opératoire à suivre, compte tenu des propriétés énoncées ?

Calculs préparatoires

Pour la résonance obtenue par variation de L à $f = 50$ Hz, $U = 10$ V, $R_{bobine} \simeq 12\ \Omega$, $C = 12$ µF - TS = 350 V, calculer : L_0, U_{B_0}, U_{C_0}, I_0, $\sigma = Q_0$, $\operatorname{tg}\varphi_0$ et φ_0.

Suivant les résultats obtenus, préciser et justifier le choix des appareils. Peut-on appliquer sans danger une tension de 220 V - 50 Hz aux bornes du circuit ? Quelles sont les conséquences envisageables dans le cas contraire ?

Indications

a) $\underline{X_L > X_C}$ - circuit *inductif* ; *retard* de $\vec{I}$ sur $\vec{U}$; $\operatorname{tg}\varphi > 0$; $\varphi > 0$.

b) $\underline{X_L < X_C}$ - circuit *capacitif* ; *avance* de $\vec{I}$ sur $\vec{U}$; $\operatorname{tg}\varphi < 0$; $\varphi < 0$.

c) $\boxed{X_L = X_C}$ - circuit *résistif* ; résonant ; $\vec{I}$ et $\vec{U}$ en *phase* ; $\operatorname{tg}\varphi = 0$; $\varphi = 0$.

Condition de résonance : $X_L = X_C \Rightarrow L\omega = \dfrac{1}{C\omega}$

$\Rightarrow L\,C\,\omega^2 = 1$

si f variable : $\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{LC}}$ et $f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

si L variable : $L_0 = \dfrac{1}{C\omega^2}$

si C variable : $C_0 = \dfrac{1}{L\omega^2}$

Conséquences

À la résonance : $Z_0 = R_{\sim}$ est minimale, et $I_0 = \dfrac{U}{R_{\sim}}$ est maximale ; $U_{B_0} \simeq U_{C_0}$ sont maximales et en opposition de phase (si R_{bobine} faible).

$$X_L = X_C \Rightarrow U_{B_0} = Z_B I_0 \simeq X_L I_0 \simeq L\omega I_0$$

$$\text{et } U_{C_0} = X_C I_0 = \frac{1}{C\omega} \cdot I_0$$

On a une *surtension* aux bornes de la bobine et du condensateur *dangereuse* pour les composants (claquage des isolants) et les personnes (électrocution) dans les installations industrielles.

Le coefficient de surtension $\sigma = \frac{U_{B_0}}{U} = \frac{U_{C_0}}{U}$; en électronique, on emploie plutôt le terme *facteur de qualité* :

$$Q = \frac{L\omega}{R} = \frac{1}{RC\omega} \text{ soit } Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

Le circuit LRC se comporte comme un *résistor* (R_B propre de la bobine) et l'intensité et la tension sont en phase.

Calculs :

$$L_0 = \frac{1}{C\omega^2} = \frac{1}{12 \times 10^{-6} \times 314^2} \simeq 0{,}85 \text{ H}$$

$$Z_B = \sqrt{12^2 + (0{,}85 \times 314)^2} \simeq 267\ \Omega \simeq X_L$$

$$\left.\begin{array}{l} U_{B_0} \simeq X_L\ I_0 \simeq L_0\ \omega\ I_0 \simeq 267 \times 0{,}83 \simeq 222 \text{ V} \\ U_{C_0} \simeq X_C\ I_0 \simeq \frac{1}{C\omega}\ I_0 \simeq 265 \times 0{,}83 \simeq 220 \text{ V} \end{array}\right\} U_{B_0} \simeq U_{C_0}$$

avec $I_0 = \frac{U}{R} = \frac{10}{12} \simeq 0{,}83$ A

avec $X_C = \frac{1}{C\omega} = \frac{1}{12 \times 10^{-6} \times 314} \simeq 265\ \Omega$

$X_L \simeq X_C$

$$\sigma = \frac{U_{C_0}}{U} = \frac{U_{B_0}}{U} \simeq \frac{220}{12} \simeq 18{,}5$$

$$\text{tg}\,\varphi_0 = \frac{X_L - X_C}{R} = \frac{267 - 265}{12} \simeq 0{,}17 \Rightarrow \varphi \simeq 9°$$

théoriquement $X_L = X_C \Rightarrow \text{tg}\,\varphi_0 = 0 \Rightarrow \varphi_0 = 0$.

Si on applique U = 220 V, on obtient ;

$I_0 = \frac{220}{12} \simeq 18$ A ! et $U_{B_0} \simeq U_{C_0} \simeq 265 \times 18 \simeq 4800$ V !

donc claquage de l'isolant de la bobine et du condensateur et destruction des composants par échauffement exagéré.

Remarque

On peut aussi faire :

$U_{B_0} \simeq U_{C_0} \simeq U \times \sigma = 220 \times 18{,}5 \simeq 4030$ V

2. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

Montage (fig. 2)

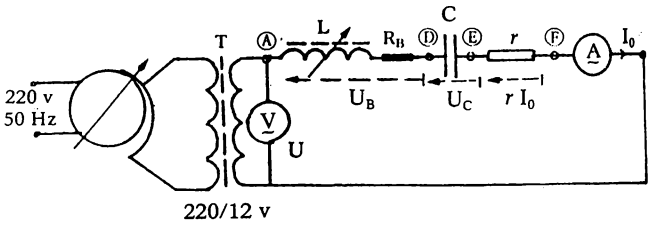


Fig. 2

Les bornes Ⓐ, Ⓓ, Ⓔ, Ⓕ sont les « points-test » sorties vers l'oscilloscope double voie en $Y_{(t)}$.

r permet de visualiser I_0 ; *r* faible $\simeq 1\ \Omega$ - 1 W.

2.1. Travail demandé - mode opératoire

Avec les matériels indiqués dans la préparation, effectuer le montage d'étude, préciser le choix des appareils de mesure de I, U, U_B, U_C.

Mettre sous tension pour L = 0,3 H et *rechercher expérimentalement* la résonance en faisant varier $L \in \{0{,}3 ; 1{,}1 \text{ H}\}$ en maintenant U = 10 V constante. (*r* ne sera pas branchée pendant cet essai.)

Quels sont les « critères » visuels vous permettant de distinguer avec précision le point de résonance ? Noter L_0 correspondant, par lecture sur la graduation de la bobine.

Compléter le tableau des mesures et calculs. Commentaires, discussion des résultats (approximations obtenues).

Conclusions : propriétés du circuit série LRC à la résonance.

Tracer sur le même graphique les courbes de $I = f(L)$ et $Z = g(L)$. Construire sur un graphique séparé la courbe de $\varphi = h(L)$. Confirmer vos conclusions par exploitation des courbes obtenues.

2.2. Étude à l'oscilloscope

r branchée, observer *u* et *i* : constater au point de résonance que I_0 est maximale et en phase avec U d'alimentation ; observer la forme de i_0 (risque de déformation de la

TABLEAU DES MESURES ET CALCULS

Constantes : U = 10 V - ∿ 50 Hz - C = 12 µF

Mesures					Calculs							
$L_{(H)}$	$I_{(A)}$	$U_{B\,(V)}$	$U_{C\,(V)}$	$\varphi_{(°)}$ oscillo	$Z_{(\Omega)} = \frac{U}{I}$	$\delta = \frac{U_C}{U}$	$\delta = \frac{U_B}{U}$	$X_{L\,(\Omega)}$	$X_{C\,(\Omega)}$	tg φ	$\varphi_{(°)}$ calculé	Observations
0,3	0,06	6,5	16	−85	167	1,6	0,65	94	265	−14	−86	Circuit capacitif
0,5	0,09	14,5	24+		110							
0,7	0,19	45	52		53							
0,8	0,42	100	110		24							
L_0 0,86	I_0 0,82	218	216	en phase ≃0	Z_0 12	21,6	21,8	266	265	0,08	5	Résonance : $I_{0\,max}$; $Z_{0\,mini} = R\sim$; $U_B \simeq U_{C\,max}$
0,9	0,74	200	192		13,5							
1	0,26	80	73		38							
1,1	0,17	58	45	+5	62	4,5	5,5	345	265		+6,7	Circuit inductif

sinusoïde par harmonique 3 s'il y a saturation magnétique du noyau). Observer u_B et u_C et constater l'opposition de phase de $\vec{U}_B$ sur $\vec{U}_C$, leurs valeurs maximales de même module à la résonance. Mesurer I_0, U_B, U_C, φ à la résonance et comparer aux résultats du 2.1. Déduire σ, R équivalente bobine, Z à la résonance.

Attention :

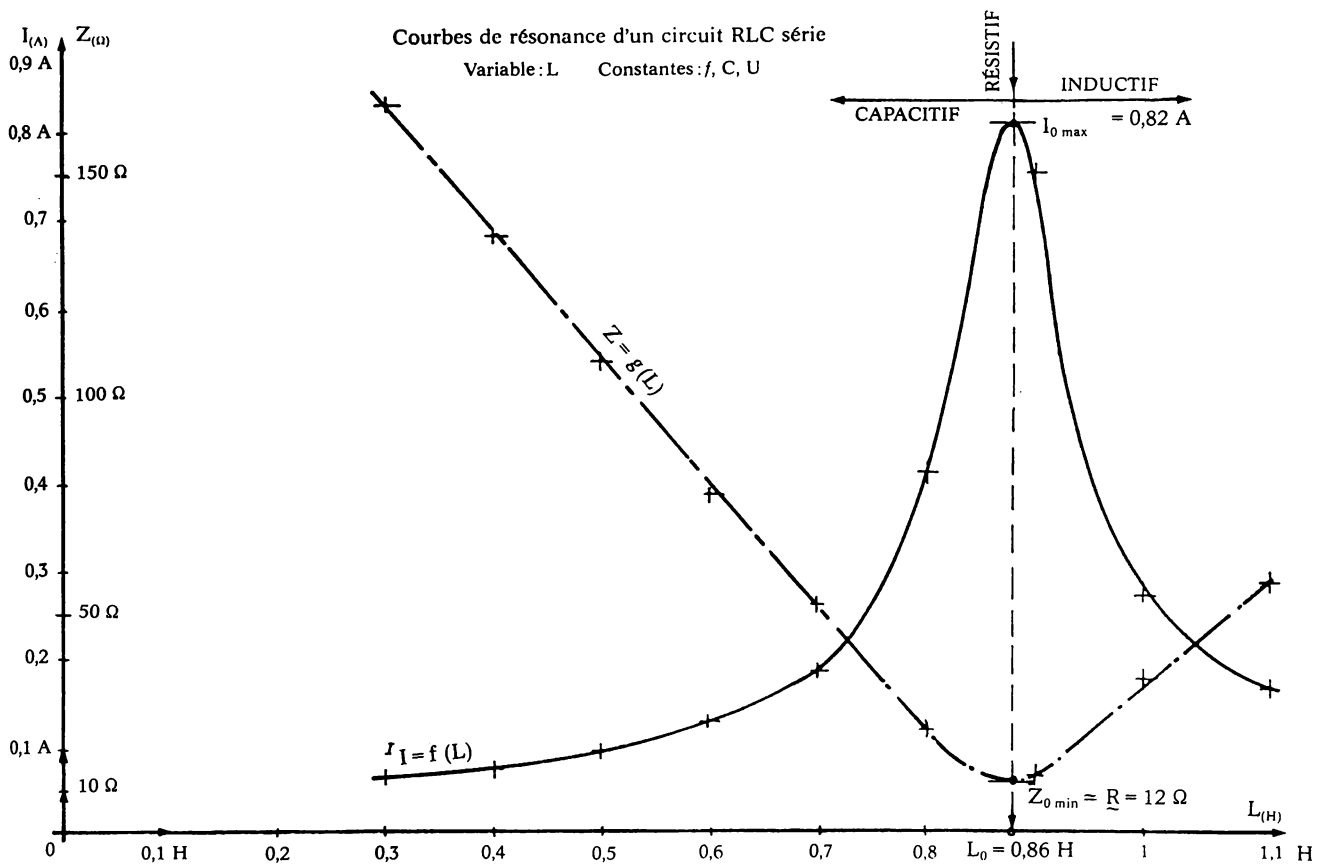
— au choix judicieux des « points-test » d'observation, de l'utilisation éventuelle de la touche d'inversion de la voie B ;

— au rayonnement de la bobine (à fortes fuites magnétiques) risquant de « parasiter » les courbes observées à l'oscilloscope : on peut dans ce cas observer l'ondulation des 2 traces A et B sans qu'aucune tension ne soit appliquée à l'entrée de l'oscilloscope (éloigner la bobine et utiliser des conducteurs blindés sur l'oscilloscope).

Indications

$$X_L = L\omega \simeq \frac{U_B}{I} \; ; \; X_C = \frac{1}{C\omega} \simeq \frac{U_C}{I} \; ; \; \operatorname{tg}\varphi = \frac{X_L - X_C}{R_\sim}$$

Aux incertitudes de mesures et tolérances des composants près, on obtient confirmation des résultats de la préparation et les propriétés caractéristiques du circuit LRC série en résonance déjà énoncées.



TRAVAUX PRATIQUES 2

Étude du circuit « LRC dérivation » en sinusoïdal 50 Hz

1. ÉTUDE PRÉPARATOIRE

Le circuit (fig. 3) est constitué d'une bobine (LR) montée en « parallèle » sur un condensateur C.

On utilisera les mêmes composants que dans le TP1. On étudiera plus spécialement le comportement du circuit à la résonance électrique, obtenue par variation de L à f = 50 Hz et U = 10 V constantes.

Questions

Rappeler les relations à la résonance pour $X_L = X_C$; Z_0 est maximale et I_0 minimale (à l'extérieur du circuit d'où le nom de circuit « bouchon ») ; exprimer le coefficient de surintensité σ (ou facteur de qualité Q).

$$\sigma = Q = \frac{I_{C_0}}{I_0} \simeq \frac{I_{B_0}}{I_0}$$

$$\Rightarrow \sigma \text{ ou } Q = \frac{L\omega}{R} = \frac{1}{RC\omega} = R_p\sqrt{\frac{C}{L}}$$

avec R_p résistance parallèle équivalente des dipôles générateur et de charge éventuellement.

Montrer que $\vec{I}_{B_0}$ et $\vec{I}_{C_0}$ sont maximales et en opposition de phase et que $\vec{I}_0$ et $\vec{U}$ sont en phase à la résonance, et qu'en modules $I_B \simeq I_C$.

Montrer à l'aide du diagramme vectoriel des courants que $Z_0 = \frac{L_0}{R\,C}$ (R équivalente série de la bobine en ∿ ; $R \simeq R_B$). On tiendra compte de l'angle φ_B de la bobine $< \frac{\pi}{2}$, avec $R_{\sim B} \simeq 12\ \Omega$ et $\cos\varphi_B = \frac{R_\sim}{Z_B}$.

Peut-on appliquer, sans danger une tension de 220 V - ∿ - 50 Hz au circuit ? Justifiez votre réponse par les calculs de I_0, I_B, I_C dans ce cas.

Calculs préparatoires

Déterminer à la résonance L_0, Z_0, I_{B_0}, I_{C_0}, σ, pour choisir convenablement les appareils de mesurage et vérifier que les composants travaillent dans les limites permises par le constructeur.

Indications

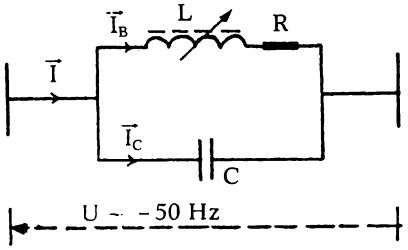


Fig. 3

Questions : $X_L = X_C \Rightarrow L\,C\omega^2 = 1$

Diagramme vectoriel (fig. 4) : $\vec{I}_B = \vec{I}_R + \vec{I}_L$ et $\vec{I}_0 = \vec{I}_R = \vec{I}_B + \vec{I}_C$; $\| \vec{I}_0 \|$ faible.

Tracer $\vec{I}_B$ tel que $\cos\varphi_B = \frac{R_{B\sim}}{Z_B}$ avec $\varphi_B < \frac{\pi}{2}$.

On a : $\quad \operatorname{tg}\varphi_B \simeq \frac{I_C}{I_0} \simeq \frac{I_L}{I_0}$

$$\Rightarrow \operatorname{tg}\varphi_B = \frac{U\,C\omega}{I_0} = Z_0\,C\omega$$

puisque : $\quad Z_0 = \frac{U}{I_0}$ et $I_C = \frac{U}{X_C} = U\,C\omega$

comme : $\quad \operatorname{tg}\varphi_B = \frac{L\omega}{R_B}$

on tire : $\quad \frac{L\omega}{R_B} = Z_0\,C\omega \Rightarrow Z_0 = \frac{L}{R_B\,C}$

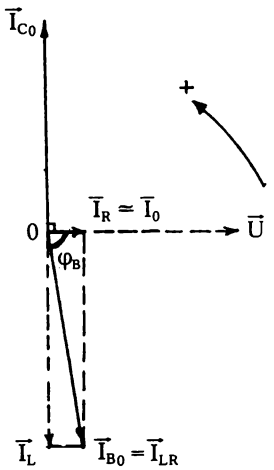


Fig. 4

Calculs : $\quad L_0 = \frac{1}{C\omega^2} \simeq 0{,}85\ \text{H}$

$$Z_0 = \frac{L_0}{R_B\,C} \simeq \frac{0{,}85}{12 \times 12 \times 10^{-6}} \simeq 5{,}9\ \text{k}\Omega$$

$$I_{0\,\text{mini}} = \frac{U}{Z_0} = \frac{10}{5{,}9} \simeq 1{,}7\ \text{mA}$$

$$X_C = \frac{1}{C\omega} \simeq 265\ \Omega$$

$$X_L = L_0\omega \simeq 267\ \Omega \Rightarrow X_C \simeq X_L$$

$$I_{B_0} = \frac{U}{Z_B} = \frac{10}{267} \simeq 37\ \text{mA}$$

$$I_{C_0} = \frac{U}{X_C} = \frac{10}{265} \simeq 38\ \text{mA} \Rightarrow I_{B_0} \simeq I_{L_0}$$

$$\sigma = \frac{I_{B_0}}{I_0} \simeq \frac{I_{C_0}}{I_0} \simeq \frac{38}{1{,}7} \simeq 22$$

Diagramme : à l'échelle, avec $I_{C_0} \simeq I_{B_0} \simeq 38$ mA ; $I_R \simeq I_0 \simeq 2$ mA

$$\cos\varphi_B = \frac{R_B}{Z_B} \simeq \frac{12}{267} \simeq 0{,}045 \Rightarrow \varphi_B \simeq 87{,}4°$$

Pour U = 220 V - ∿, on a :

$$I_0 \simeq \frac{220}{5\,900} \simeq 37\ \text{mA et } I_{C_0} \simeq I_{B_0} \simeq 0{,}81\ \text{A}$$

donc aucun danger pour le circuit (on a $\hat{U} = 220\sqrt{2} \simeq 311$ V - $\hat{U} <$ TS).

TABLEAU DES MESURES ET CALCULS

Constantes : U = 10 V - 50 Hz - C = 12 µF ± 10 % - I_C = 38 mA - $R_B \simeq 12\ \Omega$ ... 14 Ω

Mesures			Calculs				
$L_{(H)}$	$I_{(mA)}$	$I_{B\,(mA)}$	$Z_{(\Omega)} = \frac{U}{I}$	$\sigma = \frac{I_C}{I}$	$\sigma = \frac{I_B}{I}$	$\varphi_{(°)}$ à l'oscillo	Observations
0,3	62	100	160	0,6	1,6		
0,5	27	60	370	1,4	2,2		
0,7	10	47	1 000	3,8	4,7		
0,8	5	40	2 000	7,6	8		
L_0 0,86	3+	38	3 300	12,5	12,5	≃0	Résonance : $I_{0\,\text{mini}}$, $Z_{0\,\text{maxi}}$, $I_B \simeq I_C$, $\varphi \simeq 0$
0,9	3,5	37	3 000	11,5	10,6		
1	6	33	1 700	6,3	5,5		
1,1	8	30	1 300	4,8	4		

2. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

Vous pouvez vous aider du TP1 pour organiser vous-même votre travail : montage, mesurages, tableau des mesures et calculs, étude oscilloscopique.

Conclusions : Comparaison du comportement des circuits résonants série et parallèle. Propriétés caractéristiques.

Indications

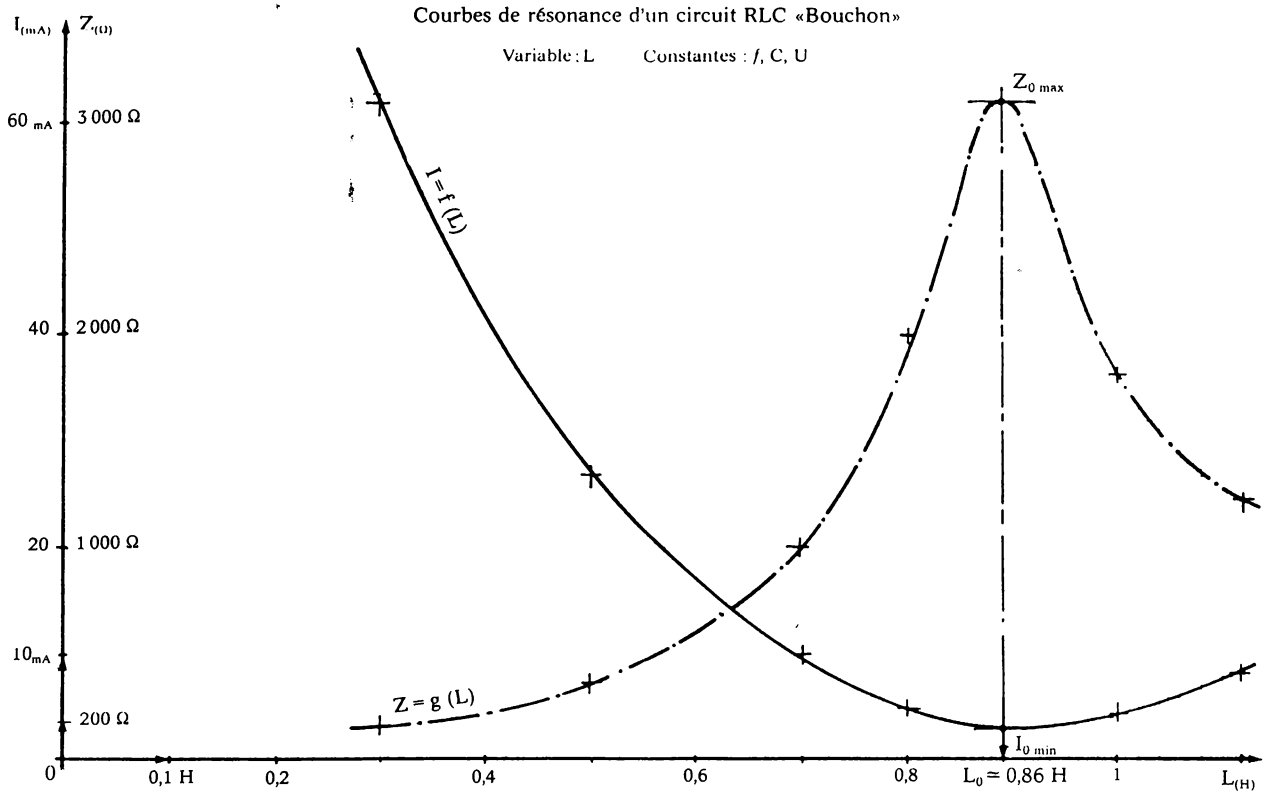
Autour de la résonance « court-circuiter » Ⓐ pour faire les lectures successives de I_B et I car on a une perturbation introduite par la résistance interne de Ⓐ $\Delta u = 0{,}3$ V - Cal. 10 mA/I_0 $\Rightarrow r_{Ⓐ} \simeq \dfrac{0{,}3}{10 \times 10^{-3}} \simeq 30\ \Omega$! On peut mesurer I_0 à la résonance avec Ⓥ aux bornes de $r \simeq 1\ \Omega$ en série dans l'entrée du circuit ; puis vérifier à l'oscilloscope.

Attention aussi à la perturbation de tension U à la résonance.

Dresser un tableau comparatif des propriétés des circuits LRC série et dérivation.

Courbes de résonance d'un circuit RLC «Bouchon»

Variable : L Constantes : f, C, U



TRAVAUX PRATIQUES 3

Étude des circuits résonants LRC en sinusoïdal à fréquence variable

1. ÉTUDE PRÉPARATOIRE

On étudiera le comportement d'un circuit LR (bobine), puis d'un condensateur C, seuls et ensuite associés (en série, puis en dérivation) en fonction de la fréquence de la source d'alimentation à tension constante.

Cette étude est utile pour l'application à l'électronique : circuits d'accord en radio et télévision, télécommunications (réglage de la sélectivité en fréquence par L [commutateur de gammes d'ondes, de chaîne TV...] et réglage fin par C [condensateur variable]).

2. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

Tableaux des mesures et calculs à compléter.

2.1. La bobine

L = 1 H ; $R_\sim$ = 12 Ω à U = 10 V constante
$f_{variable} \in [0 ; 500\ Hz]$

Effectuer le montage avec alimentation par générateur de fonctions en ∿ - $f \in$ [20 Hz ; 20 kHz] - U_s = 10 V. Compléter le tableau des mesures.

① Bobine - U = 10 V - ∿ - constante

$f_{(Hz)}$	$I_{(mA)}$	$Z_{(\Omega)}$		Observations
0	1 000	$\overset{R}{=}$ 10		Résistance en continu
100	18	560		
200	9	1 110		
300	6⁻	1 670		
400	4,3⁺	2 330		
500	3,5	2 860		

② Condensateur - U = 10 V - ∿ - constante

$f_{(Hz)}$	$I_{(mA)}$	$Z_{(\Omega)}$		Observations
0	≃0	≃ ∞		Se comporte comme une « coupure » en continu.
50	3	3 300		
100	6⁺	1 660		
200	12	830		
300	18⁻	550		
400	24⁻	420		
500	29⁺	340		

Choisir des appareils dont la bande de fréquence est supérieure à 1 000 Hz.

2.2. Le condensateur

C = 1 µF ± 10 % - TS = 350 V.

2.3. Le circuit LRC-série

{LR + C} avec les composants ci-dessus.

2.4. Le circuit LRC-dérivation

{LR // C}.

③ LRC-série - L = 1 H - 12 Ω ; C = 1 µF ; U = 7 V - ∿ - constante

$f_{(Hz)}$	$I_{(mA)}$	$U_{B(V)}$	$U_{C(V)}$	$\varphi_{(°)}$ à l'oscillo	$Z_{(\Omega)}$	$\sigma = \frac{U_C}{U}$	Observations
50	2,5	0,7	7,5		2800	1,1	
100	6,7	4⁻	10,5		1 040		
150	25	21⁻	26,7		280		
f_0 160	I_0 30⁺	26⁺	27	≃0	230	4⁻	Résonance
200	23⁺	25⁺	18,6		305		
250	9	12⁺	6⁻		780		
300	6⁻	10	3⁻		1 170	0,4	
400							
500							

④ LRC-dérivation - L = 1 H - 12 Ω ; C = 1 µF ; U = 3 V - ∿ - constante

$f_{(Hz)}$	$I_{(mA)}$	$I_{B(mA)}$	$I_{C(mA)}$	$\varphi_{(°)}$ à l'oscillo	$Z_{(\Omega)}$	$\sigma = \frac{I_C}{I}$	Observations
50	8				380		
80	3,6				830		
100	3						
f_0 160	0,7	3⁻	3	≃0	4 300	4⁺	Résonance
200							
250	1,8				1 670		
300							
400	7				430		
500							

On a : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \simeq \frac{1}{2\pi\sqrt{1 \times 10^{-6}}} \simeq \frac{10^3}{2\pi} \simeq 159$ Hz soit $f_{0\,\text{mesurée}} = 160$ Hz.

Conclusions

2.1. La courbe $Z_B = g(f)$ est une droite d'équation :
$Z_B \simeq L\omega \simeq 2\pi L f \simeq 6{,}3 f$ si $R \ll X_L \Rightarrow X_L \simeq Z_B$

2.2. La courbe $Z_C = g(f)$ est une branche *d'hyperbole* équilatère d'équation :

$$Z_C = \frac{1}{C\omega} = \frac{1}{10^{-6} \times 2\pi f} \simeq \frac{160 \times 10^3}{f}$$

2.3. La courbe $Z = g(f)$ du circuit LRC série passe par $I_{max} = \frac{U}{Z_{0\,mini}}$ et $Z_{0\,mini} \simeq R_\sim \simeq 12\ \Omega$. Ici on remarque que $Z_0 \simeq 230\ \Omega$ au lieu de 12 Ω (prévues) et que $I_0 \simeq 30$ mA au lieu de $I_0 \simeq \frac{U}{R_\sim} = \frac{7}{12} \simeq 0{,}6$ A. Il y a donc un amortissement important dû à l'impédance de sortie du générateur BF, à la résistance équivalente de pertes de la bobine > 12 Ω à 160 Hz, à l'impédance des appareils perturbant les mesures. Vérifier à l'oscilloscope la validité des causes de perturbation et leur origine en tenant compte de l'impédance du générateur.

2.4. La courbe $Z = g(f)$ du circuit LRC « bouchon » passe par $I_{0\,mini}$ et $Z_{0\,maxi}$. Par le calcul, on aurait :

$$Z_0 = \frac{L}{RC} = \frac{1}{12 \times 10^{-6}} \simeq 80\ k\Omega$$

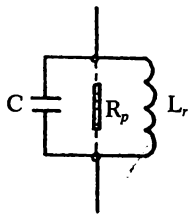
soit $I_{0\,mini} = \frac{U}{Z_0} \simeq 40\ \mu A$. On ne retrouve pas les résultats expérimentaux et là encore il faut en rechercher les causes de perturbation : impédance de sortie du générateur mal adaptée, impédance des appareils... Vérifier à l'oscilloscope. On prend ici conscience des difficultés que l'on peut rencontrer dans l'étude des circuits aux fréquences élevées, en télécommunications... et la nécessité d'utiliser des appareillages de mesures et contrôle spécialisés dans ces domaines d'utilisation (où les bobinages sont à noyaux de ferrites et autres matériaux composites agglomérés « frittés » conçus pour l'utilisation dans ces domaines, ainsi que les condensateurs à diélectriques synthétiques à faibles pertes aux fréquences élevées).

Dans le domaine réservé à l'émission-réception radio-télévision, on exprime la « sélectivité » des circuits résonants par la *bande passante* (BP) à -3 dB pour $I = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$ soit $Z = \frac{Z_{max}}{\sqrt{2}}$; on détermine sur la courbe de réponse en fréquence f_1 et f_2 (fréquences de coupure) et on a :

$$BP = f_2 - f_1 = \frac{f_0}{Q_0}$$

avec $Q_0 = \frac{f_0}{BP}$ facteur de qualité ; l'amortissement ou atténuation est $d = \frac{1}{Q_0}$.

(fig. 5) « circuit parallèle » - « bouchon »



R_p "fictive" équivalente au dipôle générateur et au dipôle de charge "modèle parallèle".

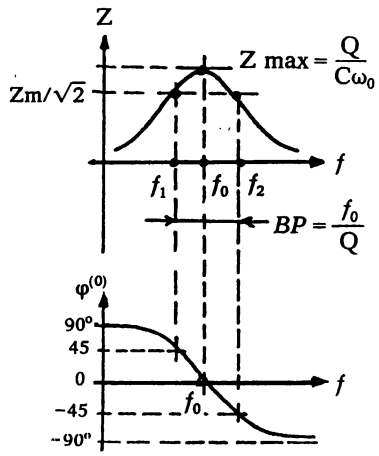


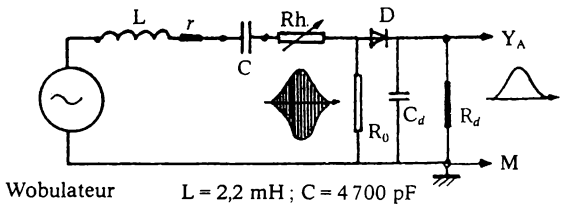
Fig. 5

$$\left.\begin{aligned} Q_C &= \frac{1}{\operatorname{tg}\delta} \\ QL &= \frac{L\omega_0}{r} \\ Q_{Rp} &= R_p\, C\omega \end{aligned}\right\} \quad \frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_L} + \frac{1}{Q_{Rp}}$$

$$f_0 \simeq \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

3. ÉTUDE À L'OSCILLOSCOPE

3.1. Tracé des courbes de résonance en fonction de la fréquence : on utilise un « *wobulateur* » qui est un générateur BF dont la *fréquence varie automatiquement* avec le temps dans une gamme préréglée, délivrant une tension sinusoïdale d'amplitude constante. On adoptera les montages (fig. 6*a-b*). Le circuit de détection (Diode D à pointe au germanium OA90, OA95 et réseau R_d C_d) permet d'obtenir l'enveloppe du signal, c'est-à-dire la courbe de résonance du LRC.

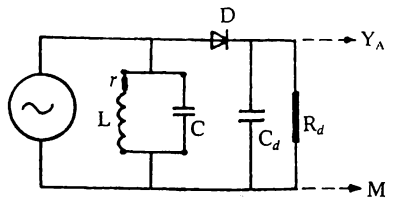


Wobulateur

L = 2,2 mH ; C = 4 700 pF
R_h = 470 Ω ; R_0 = 47 Ω
Rd = 10 KΩ ; Cd = 4,7 nF

$f_0 \in [10 ; 50\ KHz]$

ⓐ



Wobulateur

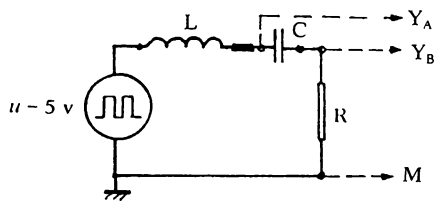
Rd = 33 KΩ ... 47 KΩ ; C_d = 4,7 nF

ⓑ

Fig. 6

Régler le balayage en fréquence pour que le spot soit au milieu de l'écran de l'oscilloscope à f_0 ; synchroniser sur la fréquence de wobulation. On choisira $\tau_d = R_d\, C_d$ tel que $T_{signal} \ll \tau_d \ll T$ wobulation.

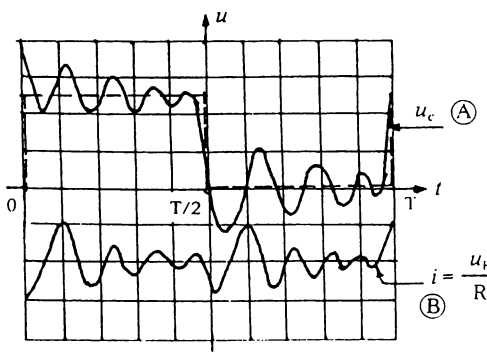
3.2. Oscillations libres en régime transitoire



Générateur de fonctions signaux carrés f = 50 Hz

L = 1,6 mH ; C = 0,1 µF
R = 200 Ω

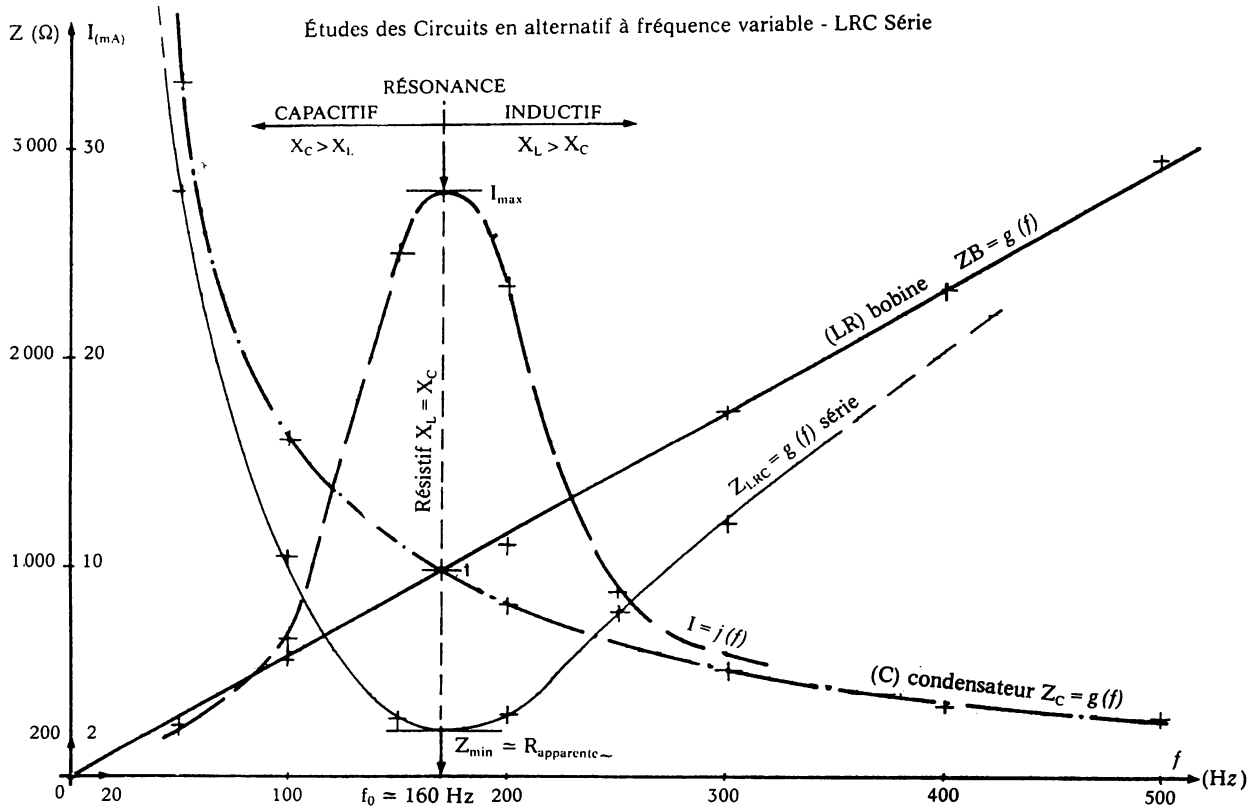
ⓐ



Entrées :
Ⓐ = 2 v/div.
Ⓑ = 50 mV/div.
Durée :
50 µs/div.

Fig. 7 ⓑ

À chaque échelon du signal carré apparaissent des réponses du circuit LRC. Si $R \ll \frac{1}{C\omega}$, on obtient des oscillations libres (charge 0 à $\frac{T}{2}$; décharge $\frac{T}{2}$ à T). On a $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\,C}}$; mesurer T_0 à l'oscilloscope. On prendra $T_{\sqcap\sqcup} \gg T_0 = 2\pi\sqrt{L\,C}$. Avec $R_{critique} = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$, si $R < R_{critique}$, on a un amortissement pseudo-périodique, si $R > R_{critique}$ le régime devient apériodique (sans oscillations → amortissement).



IV. Les dipôles actifs linéaires

MESURE N° 11

Thème : Mesurage des paramètres d'un électromoteur ou générateur. Modèles équivalents de Thévenin et Norton. Générateurs électrochimiques (piles et accumulateurs).

TRAVAUX PRATIQUES 1

Étude d'un dipôle linéaire actif

Étant donné le dipôle linéaire actif (fig. 1) associé à la charge R_L.

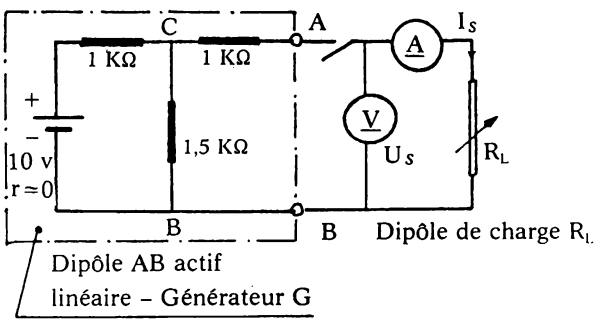


Fig. 1

a) Tracer la caractéristique externe de sortie $U_S = f(I_S)$. Déduire de cette caractéristique la fém E_0 du dipôle G, son courant de court-circuit $I_N = I_{CC}$ et sa résistance interne $r_0 = \frac{E_0}{I_N}$. Retrouver ce résultat à partir du graphique en faisant $r_0 = \left|\frac{\Delta U_S}{\Delta I_S}\right| = \frac{U_1 - U_2}{|I_1 - I_2|}$.

b) Avec le matériel disponible, réaliser une source de tension de mêmes paramètres constants E_0 et r_0 que le dipôle AB proposé. Relever la caractéristique U(I) du dipôle ainsi constitué et la tracer sur le même graphique précédent (*a*). Conclusions.

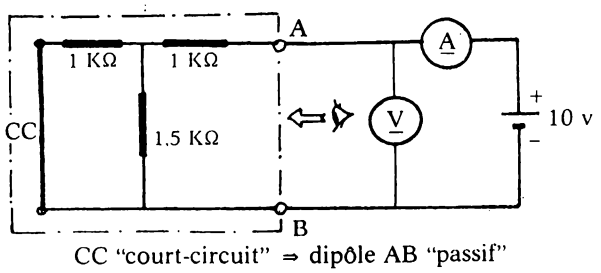


Fig. 2

c) Remplacer dans le dipôle AB la source de 10 V par un court-circuit, puis à l'aide du montage (fig. 2), mesurer la résistance $r_{AB} = \frac{U}{I}$ entre les points A et B (c'est-à-dire r vue de A et B). Conclusions.

d) Déterminer les modèles équivalents de Thévenin $(E_{Th}\,;r_{Th})$ et de Norton $(I_N\,;g_N)$ au dipôle AB.

e) Mesurer la résistance interne r_{AB} du dipôle AB par la *méthode de la demi-déviation* exposée ci-dessous (fig. 3).

MÉTHODE DE LA DEMI-DÉVIATION (fig. 3)

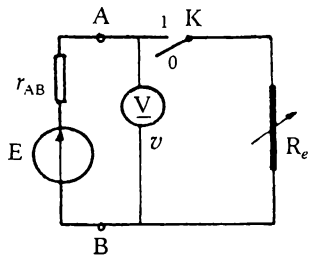


Fig. 3

Principe

$k = 0$, Ⓥ indique $u_0 = E$ à vide avec l'hypothèse $V_{Ⓥ} \gg r_{AB}$.

$k = 1$, régler R_e à la valeur R_1 telle que Ⓥ indique $u_1 = \frac{E}{2}$ (demi-déviation) ; comme $u_1 = E - r_{AB} \cdot i_1 = R_1 \cdot i_1 = \frac{E}{2}$, on a donc $r_{AB} \cdot i_1 = \frac{E}{2}$ soit $\underline{r_{AB} = R_1}$.

Remarque

Si à $u_1 = \frac{E}{2}$ l'intensité i_1 est trop élevée, on peut régler R_e à R_1 pour obtenir $u_1 = \frac{9E}{10}$ (dixième de déviation) telle que $\frac{9E}{10} = E \cdot \frac{R_1}{R_1 + r_{AB}} \Rightarrow r_{AB} = \frac{R_1}{9}$.

Indications

$E_{Th} = E_0 = U_{AB_0}$ à vide, charge débranchée soit :

$$U_{AB_0} = U_{CB_0} = 1\,500 \times i_{CB} = 1\,500 \times \frac{10}{1\,000 + 1\,500} = 6 \text{ V}$$

$r_{Th} = r_0$ source «court-circuitée» «vu» de AB (fig. 2) soit :

$$r_{Th\,(k\Omega)} = 1 + \{1 /\!/ 1{,}5\} = 1 + \frac{1 \times 1{,}5}{1 + 1{,}5} = 1{,}6\ k\Omega$$

donc les paramètres du générateur de Thévenin sont : ($r_{Th} = 1{,}6$ kΩ ; $E_{Th} = 6$ V) ; ceux du générateur de Norton sont : ($r_N = r_{Th} = 1{,}6$ kΩ $\Rightarrow g_N = \frac{1}{r_N} = 0{,}625$ mS ; $I_N = I_{CC} = \frac{E_{Th}}{r_N} = \frac{6}{1{,}6} = 3{,}75$ mA).

Mesures

Avec $R_L = 10$ kΩ, boîte AOIP 11 × 1 kΩ, Ⓐ calibre 5 mA, Ⓥ calibre 10 V, compléter le tableau des mesures : $R_L \in [0 ; 10$ kΩ$]$.

$R_{L\,(k\Omega)}$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	∞
$I_{S\,(mA)}$	3,8	2,4	1,7		1,1		0,7			0,6		0
$U_{S\,(V)}$	0	2,3	3,3		4,3		4,8			5		6

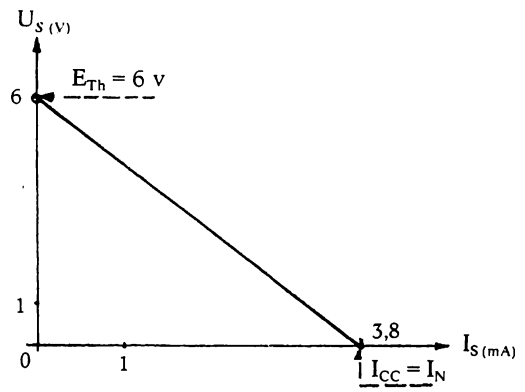


Fig. 4

Courbe $u_S = f(I_S)$ (fig. 4) déduire $r_0 = \frac{\Delta U_S}{\Delta I_S} = 1{,}6$ kΩ.

$r_{AB} = \frac{U}{I}$ © - 3 mesures $\Rightarrow U_{S\,moy} \simeq 9{,}8$ V ; $I_{S\,moy} \simeq 6{,}15$ mA. $r_{AB\,moy} = \frac{9{,}8}{6{,}15} \simeq 1{,}59$ kΩ soit 1,6 kΩ.

Mesure de r_{AB} ⓔ : on obtient encore 1,6 kΩ.

TRAVAUX PRATIQUES 2

Mesurage des paramètres (E,*r*) d'un électromoteur (générateur)

But

Détermination expérimentale des paramètres (E,*r*) d'un générateur. Déduction de I_{CC} par le calcul et représentation des modèles équivalents de Thévenin et Norton. On utilisera une pile de 4,5 V, $I_{max} \simeq 0{,}2$ A.

TRAVAIL DEMANDÉ

Prédéterminer le rhéostat R_h et la résistance de protection $R_{p\,mini}$ pour $I \in [50 ; 200$ mA$]$.

Schéma de montage et choix des appareils.

Montage et mesures en 5 points {0 ; 50 ; 100 ; 150 ; 200 mA}.

Attention ! Pour les intensités élevées, on observe un phénomène de « polarisation » de la pile qui entraîne les variations de E ↘ et *r* ↗. Donc on ne fera débiter la pile que pendant le temps nécessaire à la lecture rapide de I et U.

Tracer la caractéristique en charge $U = f(I)$.

Calculer I_{CC} et *r*.

Évaluer l'incertitude sur E due au Ⓥ (résistance $v_Ⓥ$) et à sa classe de précision.

Conclusions : Représentation des MET et MEN.

Indications

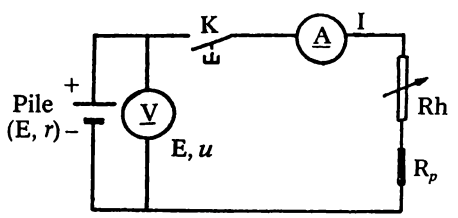


Fig. 5

Montage (fig. 5).

$R_{p\,mini}$ pour $R_h = 0 \Rightarrow I_{max} = 0{,}2$ A

$$\Rightarrow R_{p\,mini} \simeq \frac{4{,}5}{0{,}2} \simeq 22\ \Omega - 1\ W$$

$R_{h\,maxi}$ pour $I_{mini} = 0{,}02$ A

$$\Rightarrow R_{h\,maxi} = \frac{E}{i_{mini}} - (r + R_p) \simeq \frac{4{,}5}{0{,}02} - 22 = 200\ \Omega$$

en négligeant *r* faible ; prendre $R_h = 220\ \Omega$ - 0,25 A.

À vide : $k = 0$, on mesure $U_0 = E - r\,i_{0Ⓥ}$ et $U_0 \simeq E$ si $i_0 = \frac{E}{v + r}$ négligeable, c'est-à-dire $v_Ⓥ \gg r$ et *r* faible (source de tension).

Exemple : Pour une pile 4,5 V et Ⓥ calibre 5 V 20 kΩ/V $\Rightarrow v_Ⓥ = 100$ kΩ $\Rightarrow i_0 \simeq \frac{4{,}5}{100 \times 10^3} \simeq 45$ µA avec *r* faible $\simeq 1\ \Omega$.

$\frac{\Delta E}{E} \simeq \frac{r}{v_Ⓥ} \simeq 10^{-3}$ % négligeable ; donc tenir compte surtout de $\frac{\Delta E}{E}$ due à la classe du Ⓥ.

Courbe U(I) : (fig. 6)

$$r = \frac{E - U}{I} = \frac{4{,}6 - 4{,}3}{0{,}2} \simeq 1{,}5\ \Omega$$

$$I_{CC} = \frac{E}{r} = \frac{4{,}6}{1{,}5} \simeq 3\ A$$

équation : $U = -rI + E \Rightarrow U = -1{,}5I + 4{,}6$

$E_{Th} = 4{,}6$ V ; $r_{Th} = 1{,}5\Omega$; $I_N = 3$ A ; $g_N = 0{,}67$ s

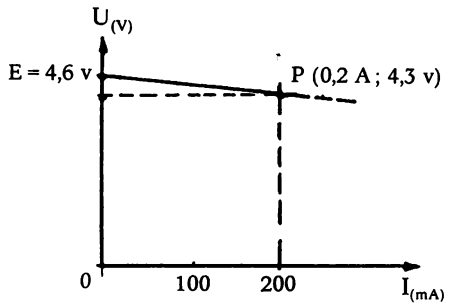


Fig. 6

TRAVAUX PRATIQUES 3

Adaptation des résistances

On reprend la pile 4,5 V du TP2, et on augmente artificiellement la résistance interne de la pile en rajoutant en série un résistor R_S = 22 Ω - 0,5 W - ± 5 %, suivant la figure 7 du dipôle générateur AB.

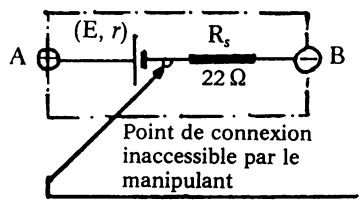


Fig. 7

TRAVAIL DEMANDÉ

Tracer la courbe $P = f(R_L)$ et déterminer pour la puissance maximale P_{max}, transmise à la charge R_L (Rhéostat) la valeur correspondante R_0 de R_L ; la comparer à la résistance interne r_{AB} de la source. Conclure.

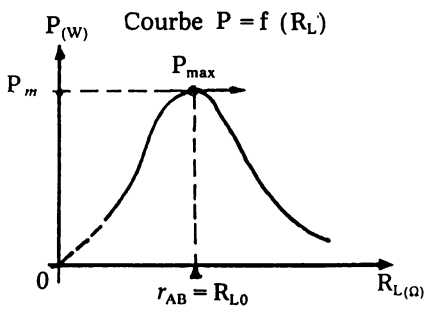


Fig. 8

On aborde ici le problème général de « *l'adaptation des impédances* » source-charge pour la transmission de la puissance maximale. Dans le cas particulier du courant continu, il s'agit d'adapter les résistances r_{AB} (du dipôle générateur) et R_L (du dipôle récepteur passif) pour que P_{max} soit transmise à la charge R_L.

On essaiera de démontrer à l'aide du calcul de la dérivée $P'_{(R_L)} = \frac{dP}{dR_L}$ que P_{max} transmise à R_L de charge est maximale quand la condition $r_{AB} = R_L$ est réalisée.

R_L est la variable, exprimer d'abord l'équation de la fonction $P = f(R_L)$ avec (r, E) paramètres constants du dipôle générateur (AB). Tirer ensuite la dérivée $P'_{(R_L)}$ et montrer que $P'_{(R_L)} = 0 \Rightarrow P_{max}$ lorsque $r_{AB} = R_{L_0}$. Étudier le signe de $P'_{(R_L)}$ pour prouver que P passe bien par un maximum.

Donner finalement les expressions littérales de P_{max}, I_{max}, U_{max}, et du rendement $\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{UI}{EI} = \frac{U}{E}$ correspondant.

Indications

R est la variable

$$\left.\begin{aligned} P &= RI^2 \\ I &= \frac{E}{R + r} \end{aligned}\right\} \Rightarrow P = R \cdot \left(\frac{E}{R + r}\right)^2$$

soit : $$P = \frac{R \cdot E^2}{(R + r)^2} = \frac{u}{v}$$

avec : $$\left(\frac{u}{v}\right)' = \frac{u'v - uv'}{v^2}$$

où : $$u = R \cdot E^2 \Rightarrow u' = E^2$$

et : $$v = (R + r)^2 \Rightarrow v' = 2(R + r)$$

($R = R_L$ et $r = r_{AB}$ pour simplifier l'écriture)

soit : $$P'_{(R)} = \frac{E^2(R + r)^2 - RE^2 \times 2(R + r)}{(R + r)^4}$$

$$\Rightarrow P'_{(R)} = \frac{E^2(R + r)\,[(R + r) - 2R]}{(R + r)^4}$$

$$\Rightarrow P'_R = \frac{E^2(r - R)}{(R + r)^3}$$

signe de $P'_{(R)}$

R	$R < r$	$R_0 = r$	$R > r$
$P'_{(R)}$	+ ↗	max de P 0	↘ −

Pour $P'_{(R)} = 0 \Leftrightarrow r = R_0$; $P_{(R)}$ passe donc bien par un maximum pour $r = R_0$

Soit :

$$P_{max} = \frac{rE^2}{4r^2} = \frac{E^2}{4r} = \frac{E^2}{4R_0} \text{ et } I_{max} = \frac{E}{2r} = \frac{E}{2R_0}$$

d'où : $$U_{max} = E - rI_{max} = E - r\frac{E}{2r} = \frac{E}{2}$$

On obtient : $$\eta = \frac{U}{E} = \frac{1}{2} = 50\ \%$$

En effet, les pertes joule dans le générateur sont :

$$p_j = rI^2 \Rightarrow p_j = r\frac{E^2}{4r^2} = \frac{E^2}{4r}$$

soit $p_j = P_{max}$ utile et on retrouve $\eta = 0{,}5$.

Conclusion

La puissance transmise du générateur (E, r) au récepteur de charge R_L est maximale quand la condition $r = R_L$ est réalisée. Dans la pratique, il faut donc adapter la résistance (ou l'impédance) de la charge à celle du générateur.

TRAVAUX PRATIQUES 4

Batterie d'accumulateur type cadmium-nickel

TRAVAIL DEMANDÉ

Voir TP2. Pour un élément, on a $e \simeq 1{,}3$ V et $r \simeq 0{,}3\ \Omega$.

Prédéterminer r_i et E pour n éléments en série (5 éléments par exemple).

Choix de R_L de charge = Rhéostat + R protection pour limiter le débit en décharge à $I_{max/h} = \frac{Q}{5}$; Q est la capacité en Ah, donnée par le constructeur.

Calculer U, I, P maximales prévisibles quand $r_i = R_{L_0}$.

ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

Tracer la caractéristique en générateur $U = f(I)$ et déduire (E ; r_i), l'équation U (I) et $I_{cc} = I_N$, le rendement $\eta = \frac{U}{E}$ et les pertes joule rI^2 à $I_{nominale} \leq I_{max}$.

Étude du fonctionnement en *dipôle récepteur actif linéaire* (E', r_i) : charge de la batterie par une source de tension réglable continue ou « chargeur ».

Tracer la caractéristique $U = g(I)$; déduire les paramètres (E' fcém, r_i) et l'équation U (I) du récepteur.

Conclusions

Maintenance des batteries d'accumulateurs d'automobile type 12 V au « plomb » $e = 2$ V/élément, $r \simeq 0{,}01\ \Omega$/élément, charge à $I/h = \frac{Q}{10}$; 45 Ah à 90 Ah.

Préparation et contrôle de la densité de l'électrolyte (solution d'acide sulfurique H_2SO_4). Se reporter au cours de technologie.

Indications

Montage de la batterie d'accumulateurs en charge.

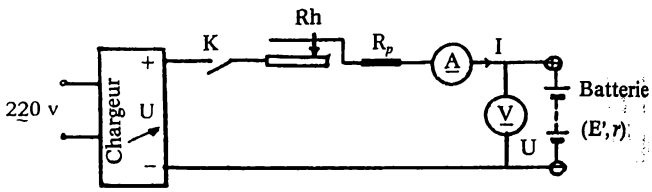


Fig. 9

Le chargeur est un dispositif redresseur à diodes, transformant le courant alternatif du secteur en courant redressé de tension réglable et stabilisée.

On a : $I_{charge} = \frac{U_{chargeur} - U_{batterie}}{R_h + R_p}$.

V. Notions de statistiques en métrologie

MESURE N° 12

Thème : Expressions de la valeur moyenne et de l'écart-type d'une série de mesures sur une même grandeur indépendante.

Interprétation des causes de la dispersion des mesures sur « l'échantillon » obtenu.

Applications industrielles : contrôle statistique de fabrication de la production en série des composants électroniques.

On relèvera les mesures effectuées sur une même grandeur indépendante, dans les mêmes conditions expérimentales, par plusieurs groupes de manipulants (par exemple, sur un composant résistor, condensateur...). Pour concrétiser la méthode statistique nous développerons l'exemple suivant.

TRAVAIL EXPÉRIMENTAL

Pour 16 manipulants en laboratoire, on monte 16 contrôleurs de même type en position Ⓐ Ω, classe 0,5 - ΔU = 0,6 V - calibre 5 A, en série avec un rhéostat de charge 220 V ⎓ 2 kW, sur une source de tension continue stabilisée 220 V ⎓. On règle l'intensité I à une valeur constante. Opérer à la température d'équilibre établie en fonctionnement proche de $I_{nominale}$. On relève la série de mesures suivante : (en ampères) 3 chiffres significatifs {4,32 - 4,37 - 4,27 - 4,33 - 4,28 - 2,10 - 4,23 - 4,19 - 4,33 - 4,30 - 4,39 - 4,29 - 4,26 - 4,34 - 4,30 - 4,25}

TRAVAIL DEMANDÉ

a) Prévoir le montage de mesure et calculer au préalable le pourcentage de puissance à afficher sur le « plan » de charge pour limiter I à 5 A maximum sous U = 220 V. Déduire R et P du rhéostat.

b) Répartir les résultats obtenus en « *classes* » (intervalles [... A ; ... A] de mêmes amplitudes) après rangement des données (relation d'ordre croissant).

c) Construire *l'histogramme* représentatif.

d) Calculer *la valeur moyenne* $\bar{I}$ et l'*écart-type* » σ de la série de mesures.

e) Encadrer la valeur réelle I au niveau de confiance 95 % et exprimer l'incertitude relative $\frac{\Delta x}{\bar{x}}$ (soit ici $\frac{\Delta I}{\bar{I}}$).

f) Vérifier pour chaque appareil si la classe de précision indiquée par le constructeur est respectée. Pour effectuer ce travail, on s'aidera des indications suivantes.

RÉPARTITION EN CLASSES ET RANGEMENT DES DONNÉES

Pour une amplitude totale de la série $I_{max} - I_{min}$ = 4,39 − 4,19 = 0,20, on peut prendre 5 classes ou intervalles d'amplitude $\frac{0,20}{5}$ = 0,04 A.

Remarque

La mesure 2,10 « *aberrante* » est éliminée : il s'agit probablement d'une erreur de mesurage de l'opérateur (mesure sur le calibre 10 A au lieu de 5 A) ou d'un appareil « faux ». On devra reprendre cette mesure et déterminer la cause exacte de l'erreur.

Présenter la répartition des données en tableau :

Classes	Mesures : suite finie - population - « échantillon »	Effectifs
[4,19 ; 4,23[	4,19	1
[4,23 ; 4,27[	4,23 4,25 4,26	3
[4,27 ; 4,31[	4,27 4,28 4,29 4,30 4,30	5
[4,31 ; 4,35[	4,32 4,33 4,33 4,34	4
[4,35 ; 4,39]	4,37 4,39	2
		Total N = 15

CONSTRUCTION DE L'HISTOGRAMME (fig. 1)

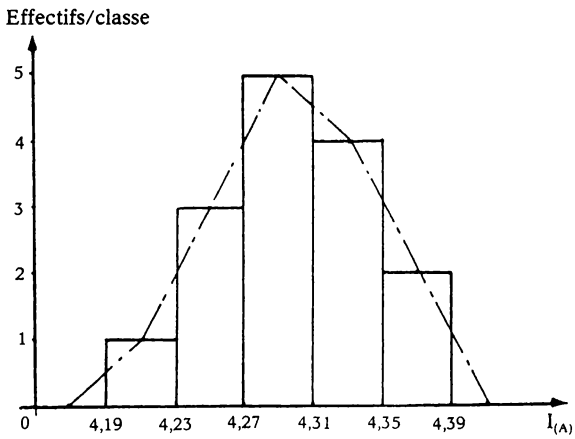
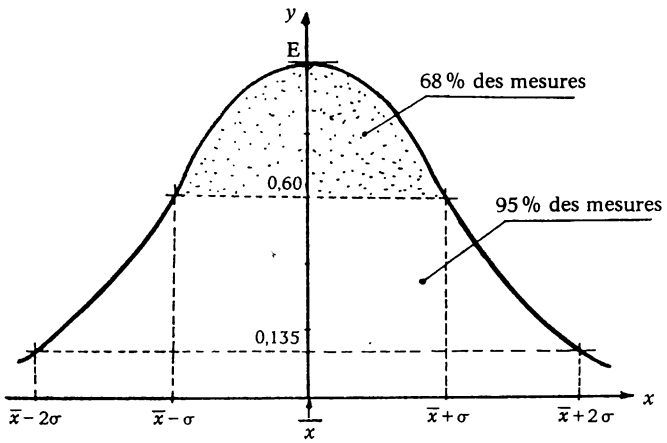


Fig. 1

Si le nombre des mesures tend vers l'infini, la courbe enveloppe (de distribution) de l'histogramme se rapproche de la courbe en « cloche » de Gauss (fig. 2). C'est le cas des séries statistiques (« loi des grands nombres ») à effectif total élevé.

On situe 68 % des mesures dans l'intervalle $[\bar{x} - \sigma ; \bar{x} + \sigma]$; 95 % des mesures $\in [\bar{x} - 2\sigma ; \bar{x} + 2\sigma]$; 99,7 % des mesures $\in [\bar{x} - 3\sigma ; \bar{x} + 3\sigma]$ sur la courbe de Gauss (réduite).



Définitions

La moyenne arithmétique (notée $\bar{x}$) de la série se calcule par l'expression :

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^{i=N} x_i}{N} \text{ où N est l'effectif total}$$

Ici : $\bar{I} = \frac{\sum_{i=1}^{i=15} I_i}{15} = \frac{4{,}19 + \ldots + 4{,}39}{15} = \frac{64{,}45}{15} \simeq 4{,}297$

soit : $\bar{I} = 4{,}30$ A (le zéro est le 3e chiffre significatif).

l'écart-type (noté σ) caractérise la dispersion autour de $\bar{x}$. On le calcule par l'expression :

$$\sigma = \lim_{N \to \infty} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{i=N} (x_i - \bar{x})^2}{N}}$$

C'est donc la limite de la racine carrée de la moyenne des carrés des écarts par rapport à la moyenne (écart quadratique moyen).

$(x_i - \bar{x})$ est l'écart par rapport à la moyenne $\bar{x}$.

L'écart moyen $\sigma_{moy.} = \frac{\sum_{i=1}^{i=N} |x_i - \bar{x}|}{N}$ (ou moyenne arithmétique des écarts) est plus optimiste que l'écart type.

Disposition des calculs :

Effectifs x_i	Carrés x_i^2
-	-
-	-
-	-
-	-
-	-
$\sum_1^N x_i = \ldots$	$\sum_1^N x_i^2 = \ldots$

$\bar{x} = \frac{\sum x_i}{N} = \boxed{\ldots}$

$\bar{x}^2 = \ldots$

$A = \sum_1^N (x_i - \bar{x})^2 = \ldots$

$v = \frac{A}{N} = \ldots$

$\sigma' = \sqrt{v} = \boxed{\ldots}$

Pratiquement, on fait : $v = \frac{\sum_1^N x_i^2}{N} - \bar{x}^2$

v est la *variance* et σ' est approché pour N > 30.

Conclusions

En réalité, N est fini (limité) et $\bar{x}$ est une estimation de x vraie (réelle) de la grandeur mesurée. On définit seulement un *intervalle* centré sur $\bar{x}$, soit $[\bar{x} - \Delta x ; \bar{x} + \Delta x]$, dans lequel x réelle a une probabilité P de s'y trouver; Δx est *l'incertitude* au niveau de confiance P. Pratiquement :

— si $\boxed{N > 30}$ on a $\sigma' = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{i=N} (x_i - \bar{x})^2}{N}}$, écart type approché, et l'on obtient :

$$\begin{cases} \Delta x = \frac{\sigma'}{\sqrt{N}} \text{ au niveau de confiance 68 \%} \\ \Delta x = \frac{2\sigma'}{\sqrt{N}} \text{ au niveau de confiance 95 \%} \\ \Delta x = \frac{3\sigma'}{\sqrt{N}} \text{ au niveau de confiance 99,7 \%} \end{cases}$$

— si $\boxed{N < 30}$ on utilise la *méthode de Student* qui donne une meilleure estimation de l'écart type en prenant :

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{i=N} (x_i - \bar{x})^2}{N-1}} \text{ et } \Delta x = \frac{t_H \cdot S}{\sqrt{N}}$$

$S \neq \sigma$, $S \to \sigma$ quand $N \to \infty$

S est l'écart type estimé; t_H est le facteur de Student au niveau de confiance H; N effectif total, ici nombre de mesures.

Calcul :

$S = \sqrt{\frac{A}{N-1}}$ avec $A = \sum_1^N (x_i - \bar{x})^2 = \sum_1^N x_i^2 - N\bar{x}^2$

les calculatrices adaptées aux statistiques possèdent les touches $\bar{x}$ et S (ou σ_{N-1}). Le coefficient t_H est donné par les tables de Student (du mathématicien anglais Gosset).

On posera $g_H = \frac{t_H}{\sqrt{N}} \Rightarrow \Delta x = S \cdot g_H$.

N \ t_H	Niveau de confiance		
	90 %	95 %	99 %
2	6,31	12,7	63,7
5	2,13	2,78	4,60
10	1,83	2,26	3,25
15	1,76	2,15	2,98
20	1,73	2,09	2,86
25	1,71	2,06	2,80
30	1,70	2,05	2,76
50		2,01	2,68
100		≃2	≃2,6

Écriture des résultats d'une mesure

Sous les formes $\bar{x} - \Delta x \leq x \leq \bar{x} + \Delta x$ ou $x = \bar{x} \pm \Delta x$ ou $x \in [\bar{x} - \Delta x ; \bar{x} + \Delta x]$.

Δx est l'incertitude absolue et $\frac{\Delta x}{\bar{x}}$ l'incertitude relative.

Règle : Le résultat d'une mesure ne doit pas être écrit avec une précision meilleure que celle de la mesure effectuée : *3 chiffres significatifs* suffisent en électricité-électronique (précision $\frac{\Delta x}{\bar{x}} \leq 1$ %).

Relations sur les incertitudes commises sur les opérations : avec Δx et $\Delta x'$ incertitudes sur les mesures x et x', on a :

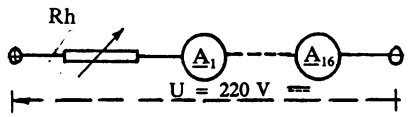
Opérations	→	Résultats		
addition	→ somme	$S = x + x'$	$\Rightarrow$	$\Delta S = \Delta x + \Delta x'$
soustraction	→ différence	$D = x - x'$	$\Rightarrow$	$\Delta D = \Delta x + \Delta x'$
multiplication	→ produit	$P = x \cdot x'$	$\Rightarrow$	$\frac{\Delta P}{P} = \frac{\Delta x}{x} + \frac{\Delta x'}{x'}$
division	→ quotient	$Q = \frac{x}{x'}$	$\Rightarrow$	$\frac{\Delta Q}{Q} = \frac{\Delta x}{x} + \frac{\Delta x'}{x'}$

On préfère souvent travailler à niveau de confiance constant et on utilise alors :

$$\Delta S \text{ ou } \Delta D = \sqrt{(\Delta x)^2 + (\Delta x')^2}$$

$$\frac{\Delta P}{P} \text{ ou } \frac{\Delta Q}{Q} = \sqrt{\left(\frac{\Delta x}{x}\right)^2 + \left(\frac{\Delta x'}{x'}\right)^2}$$

Indications sur l'exemple proposé en TP



a) On a $r_{Ⓐ} = \frac{\Delta U}{I} = \frac{0,6}{5} = 0,12\ \Omega$ soit pour les 16 Ⓐ : $0,12 \times 16 \simeq 2\ \Omega$ donc $R_{h\ mini} = \frac{220}{5} - 2 = 42\ \Omega$ et $P = UI = 220 \times 5 = 1,1$ kW soit réglage de la charge R_{h_L} à 50 %.

b) On a trouvé la moyenne $\bar{I} = 4,30$ A $= (\bar{x})$.

Calcul de l'écart type approché : $\sigma' = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{i=15} (x_i - \bar{x})^2}{N}}$;

en posant : $A = \sum_{i=1}^{i=N} (x_i - \bar{x})^2 = 393 \times 10^{-4}$.

On a la variance $\mathcal{V} = \frac{A}{N} = \frac{393 \times 10^{-4}}{15} \simeq 26,2 \times 10^{-4}$

donc $\sigma' = \sqrt{\mathcal{V}} \simeq 5,12 \times 10^{-2}$.

Par la méthode de Student puisque $N < 30$, on trouve :

$$S_{(N-1)} = \sqrt{\frac{A}{N-1}} = \sqrt{\frac{393 \times 10^{-4}}{14}} \simeq 5,30 \times 10^{-2}$$

et : $$\Delta x = \frac{t_{95} \cdot S}{\sqrt{N}}$$

(au niveau de confiance 95 % $\Rightarrow t_{95} = 2,15$ à $N = 15$)

soit : $\Delta x = \frac{2,15 \times 5,3 \times 10^{-2}}{\sqrt{15}} \simeq 0,029 \simeq 0,03$

soit : $\Delta I \simeq 0,03$ A

d'où : $I = 4,30 \pm 0,03$ A

et : $\frac{\Delta I}{\bar{I}} \simeq \frac{0,03}{4,30} \simeq 7 \times 10^{-3} = 0,7$ %

Calcul de l'incertitude $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)$ % due à *la « classe »* de l'appareil : pour $I_{mesurée} = 4,30$ A avec Ⓐ de classe 0,5 sur le calibre 5 A on a : $\Delta I = \frac{0,5 \times 5}{100} = 0,025$ A et $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)$ % $= \frac{0,025}{4,30} \times 100 = 0,6$ %. Résultat plus optimiste que celui obtenu par la méthode statistique.

Cas d'un nombre de mesures N réduit à quelques unités

Détermination de l'incertitude par la méthode de « l'étendue ». On appelle « étendue » l'intervalle $W = x_{maxi} - x_{mini}$; l'incertitude $\Delta x = q_H \cdot W$; le facteur q_H dépend du niveau de confiance H choisi, et du nombre N de mesures, suivant le tableau ci-dessous :

N	2	3	4	5	6	7	
q_{95}	6,35	1,30	0,72	0,51	0,40	0,33	H = 95 %
q_{99}	31,8	3,01	1,32	0,84	0,63	0,51	H = 99 %

N	8	9	10	11	12	
q_{95}	0,29	0,26	0,23	0,21	0,19	H = 95 %
q_{99}	0,43	0,37	0,33	0,30	0,28	H = 99 %

L'intervalle de confiance au niveau H est dans ce cas légèrement pessimiste. On a : $\bar{x} - q_H \cdot W \leq x \leq \bar{x} + q_H \cdot W$.

Dans l'exemple traité en TP, on a supprimé 3 appareils, pour ramener N à 12, mais en conservant ceux donnant les lectures extrêmes pour avoir la même étendue $W = 4,39 - 4,19 = 0,20$ A.

On supprime les appareils qui donnent les mesures 4,23 A ; 4,29 A ; 4,32 A (arbitrairement) et on a alors $\bar{x} = \frac{51,6}{12} \simeq 4,30$ A ; et pour le niveau de confiance H = 95 % $\Rightarrow (q_{95}$; N = 12) $\Rightarrow q_{95} = 0,19$, soit $\Delta x = q_H \cdot W \Rightarrow \Delta x = 0,19 \times 0,20 = 0,038$ ou $\Delta I = 0,038$ A $\simeq 0,04$ A donc $I = 4,30 \pm 0,04$ A $\Rightarrow$ $I \in [4,26 ; 4,34$ A] et $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)$ % $= \frac{0,04}{4,3} \times 100 \simeq 0,9$ %.

On comparera les résultats obtenus par les différentes méthodes et l'on tirera les conclusions pratiques.

La méthode statistique est surtout recommandée lorsque l'effectif de la série est élevé, par exemple dans le contrôle de fabrication sur un « échantillon » de la « population » de composants produits en grande série.

NOTE SUR LE CALCUL DES ÉLÉMENTS DES MONTAGES ÉLECTRONIQUES

En physique appliquée les mesures courantes n'atteignent guère une précision meilleure que le millième, telle que l'incertitude relative $\frac{\Delta x}{x} \simeq 10^{-3}$. En conséquence *les résultats seront écrits avec 3 chiffres significatifs.* Généralement, si on veut compter en fin de calcul sur n chiffres corrects au résultat, on admettra qu'il faut conserver pour les calculs intermédiaires *(n + 1) chiffres aux résultats partiels*; soit 4 chiffres significatifs.

D'autre part, il faut tenir compte de la dispersion des caractéristiques des composants courants tels que les résistors et condensateurs, dont les tolérances par rapport à leur valeur nominale affichée sont de ± 5 %, ± 10 %, ± 20 %. Il est donc indispensable d'indiquer à la suite de la valeur calculée *la valeur normalisée* que l'on choisit suivant la tolérance adoptée.

Pour permettre l'approvisionnement et la standardisation des composants les fabricants sont tenus de respecter des *séries de valeurs normalisées.* Pour les applications courantes les valeurs nominales sont choisies dans les séries E 24 (tolérance ± 5 %), E 12 (tolérance ± 10 %), E 6 (tolérance ± 20 %), suivant le tableau joint en annexe.

Construction d'une série normalisée : Une série E_n est une suite de termes en progression géométrique dont le 1er terme est égal à 1 et la raison $q = \sqrt[n]{10}$. Chaque terme est arrondi à l'entier le plus près après multiplication par 10.

Exemple : pour la série E 6 on a $q = \sqrt[6]{10} \Rightarrow$

$u_0 = \sqrt[6]{10^0} = 1$;

$u_1 = \sqrt[6]{10^1} \simeq 1{,}468$;

$u_2 = \sqrt[6]{10^2} \simeq 2{,}154$;

$u_3 = \sqrt[6]{10^3} \simeq 3{,}162$;

d'où les termes multipliés par 10 et arrondis :

$u_0 = 10$; $u_1 = 15$;

$u_2 = 22$; $u_3 = 33$;...

DEUXIÈME PARTIE
MESURES ÉLECTRONIQUES À COMPOSANTS DISCRETS

I - LES DIPÔLES À COMPOSANTS DISCRETS

Mesure n° 1 — Dipôles non linéaires - VDR, CTN, CTP - Caractéristiques I(U), étude oscilloscopique - application - Dipôles opto-électroniques LED, LDR, applications p. 84

Mesure n° 2 — Diode à jonction - Diode Zéner - Caractéristiques - Applications : Redressement - Stabilisation de tension - Montages à diodes TP ..... p. 90

II - LES QUADRIPÔLES À COMPOSANTS DISCRETS

Mesure n° 3 — Le transistor bipolaire : caractéristiques statiques, polarisation en continu ; fonctionnement dynamique en amplification linéaire ..... p. 99

Mesure n° 4 — Le transistor en commutation : applications aux portes logiques ..... p. 109

Mesure n° 5 — Montages à transistors - TP - Optoélectroniques (photo-coupleur interface), thermoélectroniques (à CTN), alimentations régulées, protégées ; temporisateur ..... p. 112

III - LES QUADRIPÔLES RÉGULATEURS DE TENSION ET DE COURANT EN CIRCUITS INTÉGRÉS

Mesure n° 6 — Régulateurs de tension de la série 78xx, 79xx... TP - Alimentations de laboratoire p. 122

IV - LE QUADRIPÔLE TRANSISTOR UNIPOLAIRE À EFFET DE CHAMP TEC (OU FET), MOSFET

Mesure n° 7 — Amplification linéaire - Montages - TP ..... p. 128

I - Les dipôles à composants discrets

Thème : Dans ce chapitre on étudiera les dipôles électroniques non linéaires « discrets » et leurs applications.

MESURE N° 1

1. LES DIPÔLES NON LINÉAIRES

On désignera par RNL les dipôles « Résistors Non Linéaires » tels que les *varistances* ou « VDR » (voltage dépendant résistor) dont la résistance varie avec la tension appliquée, et les *thermistances* « CTN » ou « CTP » (coefficient de température négatif ou positif) dont la résistance varie avec la température.

TRAVAUX PRATIQUES 1

Étude d'une varistance VDR

1. TRACÉ DE LA CARACTÉRISTIQUE

Identification du composant.

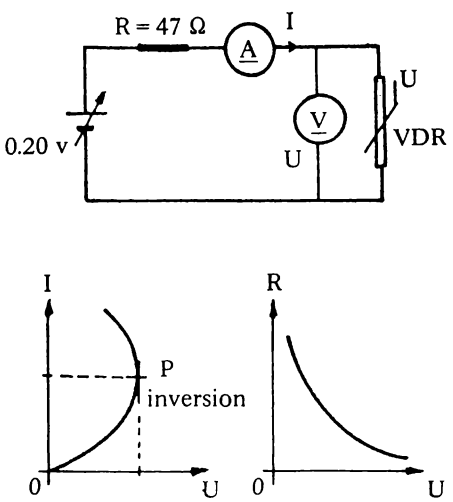


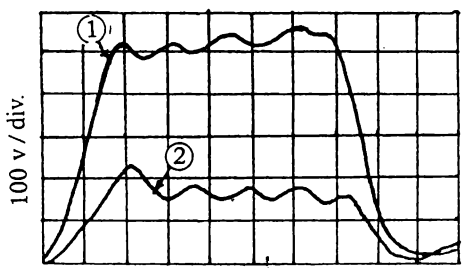
Fig. 1

Tracer I = f(U) et déduire R = g(U) (fig. 1). Les valeurs limites (maximales) I, U, P sont données sur le catalogue constructeur.

Exemples : série E 299 DG-P de Radiotechnique P116, 118, 120, 122, respectivement 8 V, 10 V, 12 V, 15 V-100 mA ± 20 % à oxydes de titane, oxydes de zinc.

Remarques

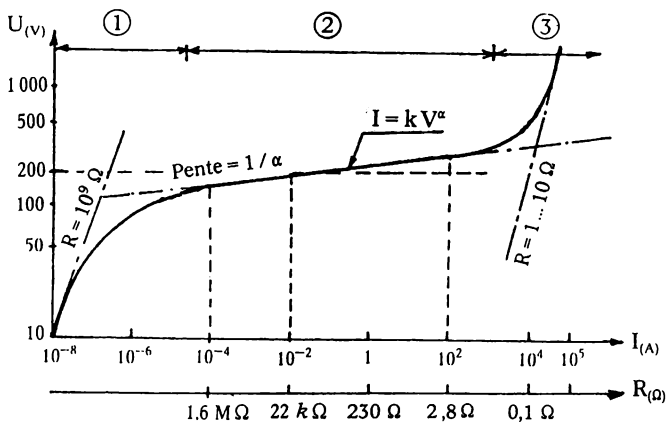
On rencontre les varistances GE-MOV (de la « Générale Electric ») se comportant comme 2 diodes Zéner en série-opposition, suppresseur de transitoires. Si la tension parasite augmente la résistance du GEMOV passe d'une valeur élevée à une valeur très faible et limite l'accroissement de tension aux bornes du circuit de charge protégé (fig. 2).



a - Réponse d'un GE-MOV à une impulsion

① Impulsion non écrêtée

② Impulsion écrêtée par GE.MOV
dv / dt = 1 000 v / ns



b - Courbe U(I) d'un GE-MOV Typique V_{130} LA20A

① Zone de fuite

② Zone de fonctionnement normal

③ Zone d'inversion

Fig. 2

Comportement du composant : propriété caractéristique ?

Applications prévisibles : protection des bobinages (TV, relais...) contre les surtensions transitoires (parafoudres...).

2. MONTAGE STABILISATEUR DE TENSION (fig. 3)

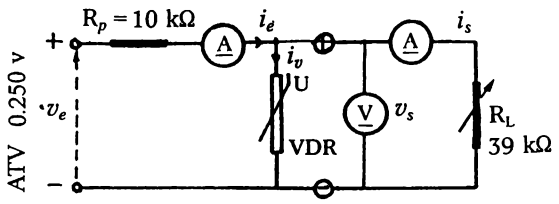


Fig. 3

Tracer la caractéristique de sortie $\vartheta_S = f(i_S)$ à ϑ_e constante, dans les limites de fonctionnement non destructif.

VDR type E299DG/P118 - Radiotechnique - 100 mA - 2 W.

Exploitation - Conclusions.

3. ÉTUDE À L'OSCILLOSCOPE (fig. 4)

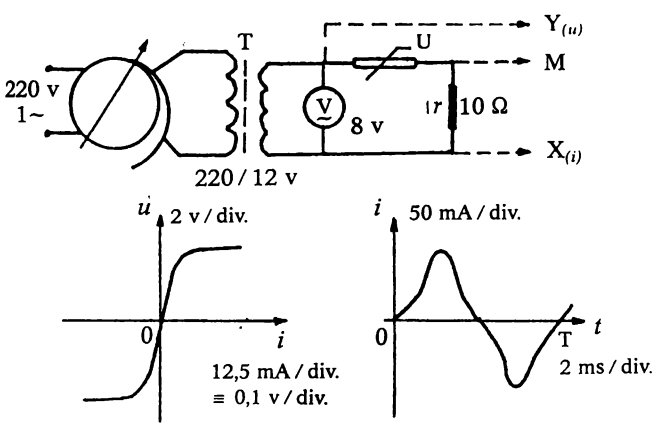


Fig. 4

Pour VDR 8 V - 100 mA - 2 W_{max} P118 :

Observer la courbe oscillogramme *u (i)* en XY - INV - Voie $B_{(X)}$. Explications : Coude à V = .?., symétrie?

Observer l'oscillogramme *i(t)* en $Y_{(t)}$ aux bornes de *r*. Forme? Expliquer.

TRAVAUX PRATIQUES 2

Étude d'une thermistance CTN et CTP

Identification du composant. Limites (valeurs maximales).

1. TRACÉ DE LA CARACTÉRISTIQUE I = f(U) et déduire R = g(I), $R_{statique} = \frac{U}{I}$, $R_{dynamique} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$.

Montage (fig. 5).

avec CTN - $R_{25\,°C}$ = 1 300 Ω - type 610 III 32

Observer : avec CTN allumage progressif de la lampe, avec CTP extinction progressive de la lampe. Que constatez-vous si l'on chauffe les thermistances?

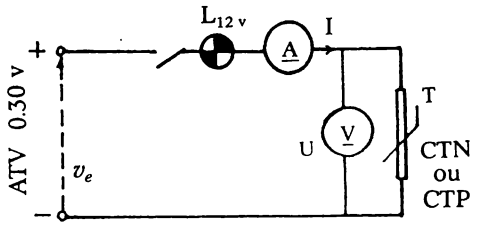


Fig. 5

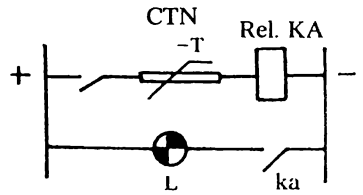


Fig. 6

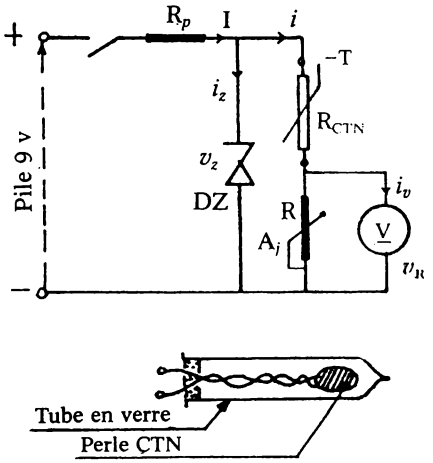
Citer des applications possibles.

Expliquer le fonctionnement du dispositif « temporisateur » (fig. 6) à la fermeture du relais KA.

CTN - Carbone-Lorraine - 2,5 W - $R_{25\,°C}$ = 6,8 kΩ. Relais 120 V - 20 mA.

2. RÉALISATION D'UN THERMOMÈTRE À THERMISTANCE

Montage (fig. 7)



Sonde thermométrique

Fig. 7

Matériels

Thermistance 1 W - $R_{25\,°C}$ = 1,3 kΩ - R_p = 220 Ω - 0,5 W; $R_{ajustable}$ = 1 kΩ linéaire - Diode Zéner DZ - BZX 85 C 6 V 2 (6,2 V).

Expliquer le fonctionnement du dispositif. On exprimera ϑ_R en fonction de ϑ_Z, R et R_{CTN}.

Étalonnage

Par comparaison à un thermomètre à mercure (− 10 °C à + 100 °C) au 0,1 °C; ajuster R_{AJ} pour faire coïncider le point 100 °C (eau bouillante) avec la déviation maximale sur Ⓥ.

Ⓥ AOIP - Calibre 5 V - i_{max} - 20 µA - 10 000 Ω/V

Compléter le tableau des mesures suivant et tracer la courbe d'étalonnage $\vartheta_R = f(t\ °C)$. Graduer ensuite un cadran adaptable sur Ⓥ en échelle de température. La courbe est pratiquement linéaire de 15 à 65 °C.

$t_{(°C)}$	− 10	− 5	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100								
$\vartheta_{R\ (V)}$													5								
$R_{CTN\ (k\Omega)}$														R_{CTN} mesurée à l'ohmmètre numérique							

On opérera avec R_{CTN} plongée dans un calorimètre utilisé en physique appliquée. Pour les points − 10 °C, − 5 °C utiliser un mélange réfrigérant glace-sel.

Calculer R_{CTN} à 50 °C, sachant que la CTN obéit à la loi de variation $R_T = R_0 \cdot e^{\beta\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)}$ avec R_0 à T_0 correspond à $R_{25\,°C} = R_{298\,°K}$ (273 + 25 = 298 °K) soit à 1 300 Ω (donnée à $R_{25\,°C}$) et R_T à $T_{°K}$ correspond à $R_{50\,°C} = R_{323\,°K}$ ($T_{°K}$ = 323 et $T_{0\,°K}$ = 298). La constante β = 5 450 K (donnée du fabricant).

Indications

$\vartheta_R = f(\vartheta_Z, R, R_{CTN})$ où $R_{CTN} = g(t_{°C}) \Rightarrow R_{CTN}$ ↘ quand $t_{°C}$ ↗ et réciproquement puisque le coefficient de température α < 0 (*négatif*) (structure : carbone, semi-conducteurs...); donc $\vartheta_R = f(t_{°C})$.

Par le diviseur de tension {R_{CTN}; R_{AJ}} on a :

$$\vartheta_R = \vartheta_Z \cdot \frac{R_{AJ}}{R_{AJ} + R_{CTN}}$$

(R_{AJ} : variable)

constantes : ϑ_Z = 6,2 V et R_{AJ} ajustée pour ϑ_R = 5 V quand t = 100 °C.

Calcul de $R_{50\,°C}$: de $R_T = R_0 \cdot e^{\beta\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)}$

$$\Rightarrow R_{50\,°C} = 1\,300 \cdot e^{5\,450\left(\frac{1}{323} - \frac{1}{298}\right)}$$

$$R_{50\,°C} = 1\,300 \cdot e^{-1,4155} = 1\,300 \times 0,2428 \simeq 316\ \Omega$$

À l'aide de la calculette, on fait :

1 [INV] [lnx] = 2,71828 [y^x] 1,4155 [+/−] − 1,4155 [=] 0,2428 [×] 1 300 [=] 315,6 Ω

Calcul du coefficient de température α : à l'aide de la relation :

$$\alpha = \frac{1}{R_{CTN}} \cdot \frac{dR_{CTN}}{dt} = -\frac{\beta}{T^2}$$

on obtient :

$$\alpha_{25\,°C} = -\frac{5\,450}{298^2} \simeq -0,0614 \simeq -6\ \%\ \cdot °K^{-1}$$

et : $\alpha_{50\,°C} = -\frac{5\,450}{323^2} \simeq -0,0522 \simeq -5\ \%\ \cdot °K^{-1}$

α < 0 et quand T ↗ R_{CTN} ↘

3. THERMISTANCE CTP - APPLICATIONS

3.1. Essais de la thermistance CTP - modèle TPJ destinée à la régulation de courant dans les postes téléphoniques (fig. 8).

La CTP est présentée en tube de verre SOD7. Sous ϑ_e = 48 V à t = 25 °C, on a I < 100 mA à l'application de la tension et I < 50 mA après le temps de réponse de 2 s pour R_L = 0 Ω.

Pour R_L variant de 0 à 1 kΩ, I stabilisée varie dans l'intervalle [30; 50 mA].

À t = 0 °C on a ϑ_e = 52 V; à t = 40 °C on a ϑ_e = 48 V. α > 0 ⇒ R ↗ quand $t_{(°C)}$ ↗.

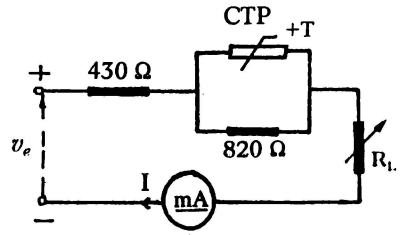
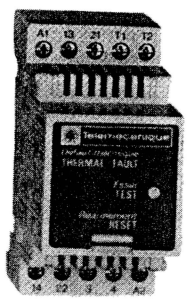
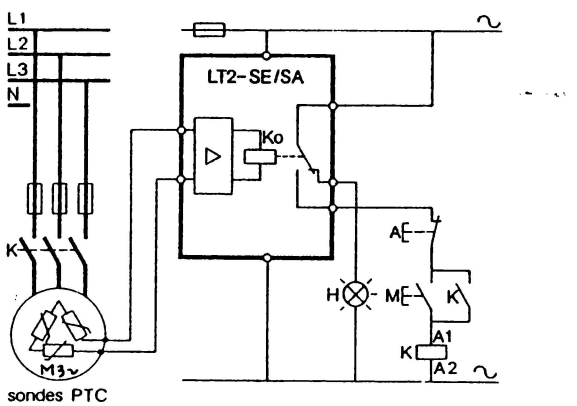


Fig. 8

3.2. La protection des moteurs par relais à sondes CTP-LT2S de Télémécanique. Essais de fonctionnement du dispositif.

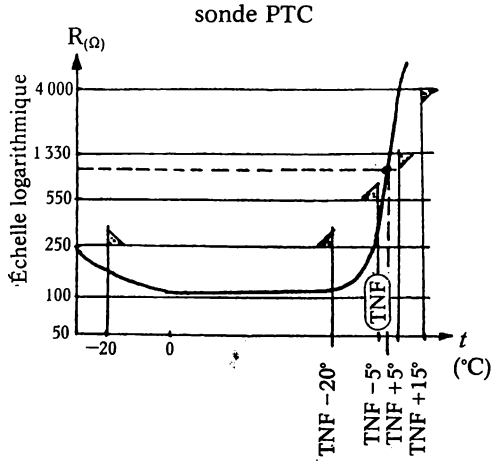


Doc. Télémécanique



exemple de schéma d'utilisation pour LT2-SE et LT2-SA

Caractéristique d'une sonde PTC



△ : balises respectées par les sondes universelles - Marque A.
TNF : température nominale de fonctionnement.

Fig. 9

Les sondes sont logées par le constructeur du moteur (ou lors du rebobinage) dans les bobinages du stator avant l'opération d'imprégnation (1 sonde par enroulement) et les 2 bornes sont accessibles sur la plaque à bornes du moteur 3 ∿.

Le défaut thermique est visualisé sur le dispositif de commande LT2-S pour toute cause d'échauffement anormal (surcharge, démarrage trop long, coupure d'une phase, calage rotor, défaut de ventilation...).

2. LES DIPÔLES OPTO-ÉLECTRONIQUES

On désignera par LED (Light Emitting Diode) les diodes électroluminescente (DEL), et par LDR (Light Dépendant Resistor) les photo-résistors (dont la résistance varie avec l'éclairement).

TRAVAUX PRATIQUES 3

Étude d'une LED

1. IDENTIFICATION DU COMPOSANT

La LED émet des radiations lumineuses lorsqu'elle est alimentée en polarisation directe (A + et K −, courant direct I_F de A → K). C'est une diode spéciale en matériaux semi-conducteurs à sels de gallium.

La fréquence, donc la couleur de la lumière émise, dépend de la nature du matériau. Dans le spectre visible ($\lambda \in [0{,}4$ à $0{,}8\ \mu m]$) on a : pour la LED rouge (arséniure de gallium GaAs), pour les LED verte, jaune (phosphure de gallium GaP), pour les LED en infra-rouge (le silicium Si et le germanium Ge) dans l'invisible $\lambda \in [0{,}85$ à $1{,}5\ \mu m[$.

La LED transforme l'énergie électrique reçue en énergie lumineuse (émission de « photons ») par recombinaison des porteurs de charges électriques (électrons et trous ; $W_{(ev)}$ ionisation $\simeq \frac{1{,}237}{\lambda_{(\mu m)}}$ du cristal semi-conducteur).

2. CLASSIFICATION DES LED

Rayonnement	Longueur d'onde de la radiation $\lambda_{(nm)}$ Type de LED		Tension $V_{F(V)}$	Tension $V_{R(V)}$	Courant $I_{F(mA)}$
Ultra-violet UV	λ				indices : F direct, R inverse
	400	Sels de gallium			
Spectre visible	500				
	600	− 560 verte GaP	2,2 à 2,4	3 ... 5	$I_{F\,moy}$ = 10 à 20 mA
	700	− 590 jaune GaAs P85	2,2 à 2,5	3 ... 5	
		− 660 rouge GaAs P4	1,6 à 1,8	3 ... 5	
Infra-rouge IR	900	diode silicium (Se) et GaAs Zn	seuils 0,7		$I_{F\,max} \simeq$ 50 à 100 mA
	1 500	diode germanium (Ge)	0,3		
	λ (1 nm = 10^{-9} m)		1 à 3	100 à 800	P_{max} = 150 mW

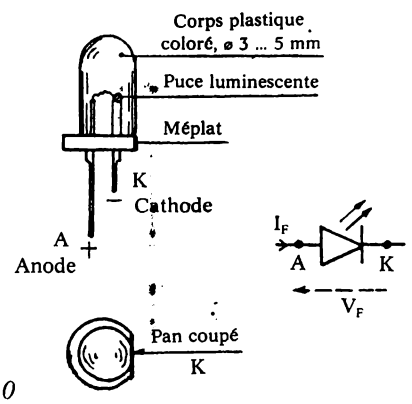


Fig. 10

3. PRÉCAUTIONS DE MONTAGE

Attention aux polarités de la source en polarisation directe (fig. 10), repérer A et K ; claquage de la LED en inverse si $V_R > 3\ V$; prévoir un résistor de protection R_p pour limiter I_F à 10 ou 20 mA. Calculer R_p (fig. 11).

La LED est fragile (chocs, contraintes mécaniques) : utiliser des « clips » de fixation sur les supports, des rondelles « passe-cloison » ; attention au pliage des « pattes » (interposer une pince plate et plier à la main), à la soudure (tenir la patte avec une pince faisant dissipateur thermique) éviter l'échauffement du boîtier.

Figure 11*a* : Repérage électrodes A et K avec pile 1,5 V.

Figure 11*b* : Nécessité de R_p pour limiter I_F à 20 mA avec LED-Rouge $V_F \simeq 1{,}6$ V mini on a :

$$R_p = \frac{U - V_F}{I_F} = \frac{6 - 1{,}6}{20 \times 10^{-3}} \simeq 220\ \Omega - 0{,}5\ W$$

pour U ∈ [4,5 V ; 6 V] soit TTL-5 V.

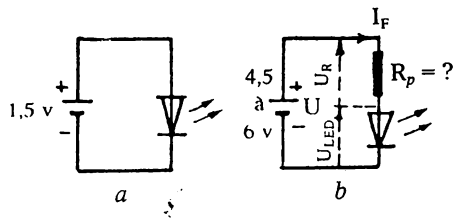


Fig. 11

4. RELEVÉ DE LA CARACTÉRISTIQUE DIRECTE $I_F = f(V_F)$

Montage (fig. 12)

Calculer R_p pour $I_{F\ maxi} = 30$ mA LED - Rouge $V_F \simeq 1{,}6$ V.

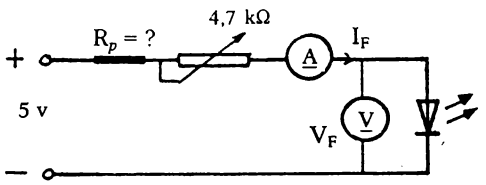


Fig. 12

Tracer la caractéristique $I_F = f(V_F)$

Repérer le seuil de conduction V_0; allure de la courbe (fig. 13).

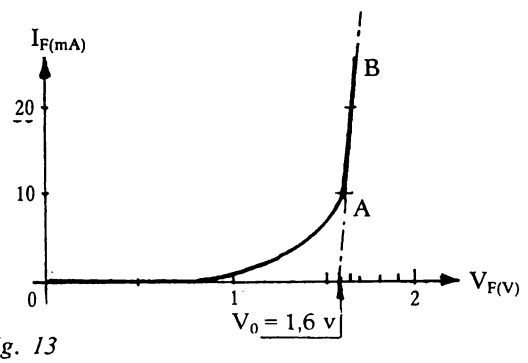


Fig. 13

U = 5 V = cte — tableau à compléter

$V_{F(V)}$	0						
$I_{F(mA)}$	0					30	

R dynamique : $R_d = \dfrac{\Delta U}{\Delta I}$ dans la partie droite [AB]

$$\Rightarrow R_d = \frac{1{,}65 - 1{,}60}{(20 - 10)\ 10^{-3}} \simeq 5\ \Omega \Rightarrow R_d \text{ faible}$$

R protection :

$$R_p = \frac{U - V_0}{I_{F\ max}} = \frac{5 - 1{,}6}{30 \times 10^{-3}} \simeq 113\ \Omega$$

On prendra dans la série E12, R = 120 Ω - 0,5 W.

TRAVAUX PRATIQUES 4

Montages à LED

On réalisera les montages suivants pour leurs utilisations en laboratoire et travaux pratiques.

Expliquer le fonctionnement des dispositifs et le valider par les mesurages appropriés.

1) Dipôle ① détecteur de polarité d'un générateur 4,5 V... 6 V ; indicateur de niveaux logique des « portes » TTL en circuits intégrés sous 5 V. Dipôle ② mise en évidence d'une tension alternative en très basse tension. Ex. : « alternocycle », essai avec générateur ∿ - 5 V, TBF (quelques Hz).

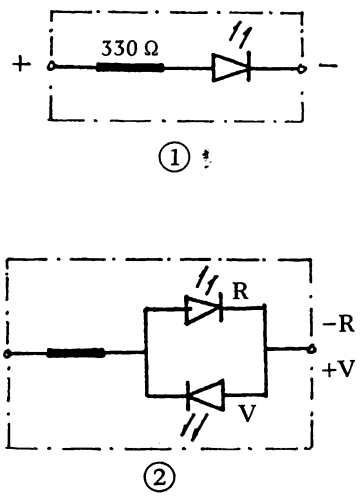


Fig. 14

2) LED - Témoin en 220 V - secteur ∿

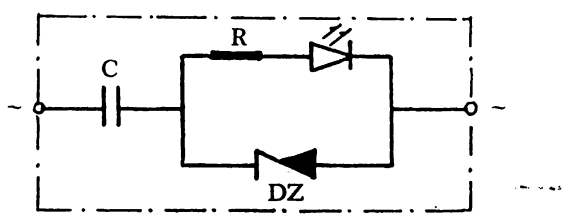


Fig. 15

C = 220 nF à 470 nF/400 V - TS ; R = 10 Ω

DZ = 2V7 (2,7 V) - 1 W

En sens passant, la « zéner » limite la tension inverse $V_R \simeq 0{,}7$ V ; en sens inverse la tension $V_Z \simeq 2{,}7$ V limite le I_F dans la LED et R.

Pour C = 220 nF on a $Z_C \simeq 14$ kΩ et $\bar{I}_F \simeq 10$ mA.

Pour C = 470 nF on a $Z_C \simeq 6{,}8$ kΩ et $\bar{I}_F \simeq 20$ mA.

TRAVAUX PRATIQUES 5

Étude d'un photo-résistor LDR

1. IDENTIFICATION DU COMPOSANT (fig. 16)

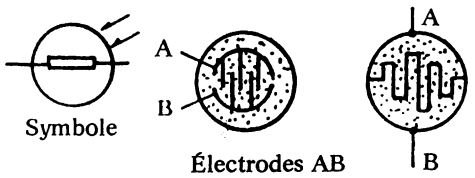


Fig. 16

Les photo-résistors sont des éléments photo-sensibles dont la résistance R varie avec l'éclairement E incident : R diminue quand E ↗. Ils sont constitués d'un élément semi-conducteur au sulfure de cadmium.

Exemples : LDR 05 et 07 : 0,2 W - 100 V ; R obscurité (à V = 100 V) ≃ 10 MΩ ; R au soleil ≃ 20 Ω ; $V_{alim.\ max}$ = 150 V ; R à 50 lux/2850 °K ≃ 8 kΩ à V = 30 V. On les utilise dans les dispositifs de sécurité, d'alarme, de comptage, de mesurage des fréquences de rotation, photomètres...

2. CARACTÉRISTIQUES I = *f*(U) À E CONSTANTE (fig. 17)

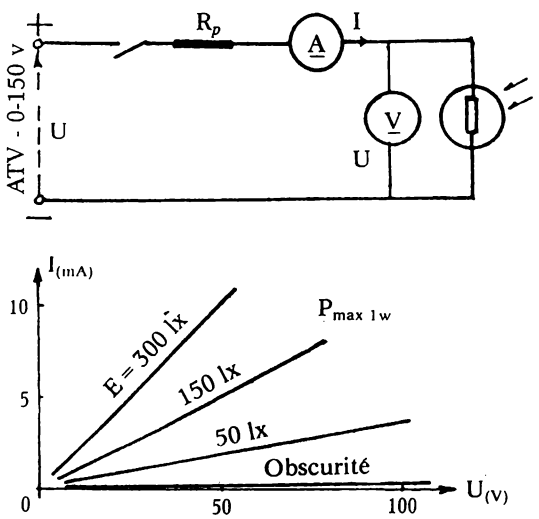


Fig. 17

L'éclairement E est mesuré au luxmètre et réglé par un dispositif optique (dont le spectre est adapté à celui de la cellule LDR) en agissant sur la concentration du flux lumineux.

Conclusions

Les applications des dispositifs photo-sensibles sont multiples dans les domaines industriel et domestique ; mais on utilise surtout les composants quadripôles tels que *photo-coupleurs* (ou opto-coupleurs) (domaine de «l'opto-électronique»).

On rencontrera en pratique les photo-coupleurs à photo-transistor, photo-darlington, photo-thyristor, photo-triac. Consulter le «Mémotech - Électronique» donnant les caractéristiques de ces composants.

On réalisera les travaux pratiques sur les montages opto-électroniques après l'étude du transistor.

Rappelons cependant que le domaine de l'opto-électronique offre d'autres composants :

La photo-diode : à jonction PN polarisée en inverse, qui soumise à un rayonnement a un courant I_{inv} augmentant avec l'éclairement ↗ (fig. 18) ; sensibilité : 1 μA/W/m² d'éclairement ; *f* ↗ 1 MHz.

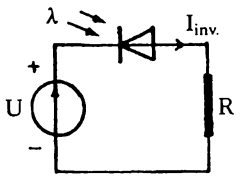


Fig. 18

La photo-pile : c'est un générateur (lumière → énergie électrique) ou «pile solaire» à jonction PN (Si). Alimentation des satellites en module de 64 cellules ∅ 30 à 40 mm couplées (0,3 A sous 24 V). Surface exposée de 1 m² pour 60 W (fig. 19).

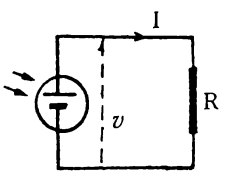


Fig. 19

Les fibres optiques : pour la transmission des informations lumineuses à grande distance en télécommunications. Principe du téléphone optique (fig. 20).

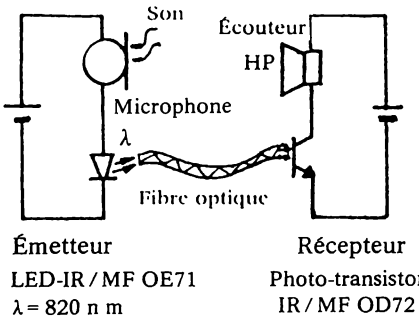


Fig. 20

Recherchez dans vos cours de technologie d'autres types de *transducteurs* (*transducteur* = dispositif qui transforme une grandeur physique d'entrée *e* en une grandeur physique de sortie S de nature différente) ou *capteurs* (*capteurs* = transducteur qui traduit la grandeur *e* en un signal électrique de sortie S exploitable), électro-acoustique, électromécanique, thermoélectrique, magnéto-électrique, piézo-électrique... et énoncez les applications que vous connaissez dans ces domaines... sans oublier celles de l'opto-électronique.

MESURE N° 2

Thème : Étude des diodes à jonction PN et diodes zéner et des fonctions redressement des courants alternatifs - stabilisation de tension.

TRAVAUX PRATIQUES 1

1. La diode à jonction : le redressement

1. IDENTIFICATION DU COMPOSANT (fig. 1)

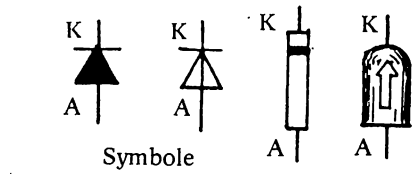


Fig. 1

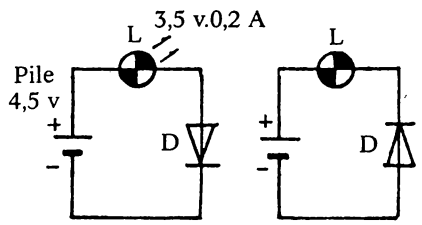


Fig. 2 ⓐ ⓑ

Essai préliminaire : « test-diode » (fig. 2) : Repérage.

La diode (2 électrodes) est un composant à conduction dissymétrique constituée d'une jonction PN de semi-conducteurs (au silicium, au germanium). Les 2 électrodes (dipôle) sont repérées par A anode et K cathode ; le sens passant du courant dans la diode est de A vers K (sens de la flèche du symbole).

Observer l'éclairement de la lampe :

a) Sens passant en polarisation directe A + et K −. La lampe s'éclaire donc I_F (ou I_{direct}) de A → K diode conductrice.

b) En polarisation inverse A − et K + la lampe est éteinte, la diode est bloquée (≡ interrupteur ouvert). Il existe un courant inverse I_R (ou $I_{inverse}$) très faible non décelable. Choisir une diode supportant $I_F > 0{,}2$ A.

On peut utiliser l'indicateur à LED (mesure n° 1) au lieu de la lampe 3,5 V - 0,2 A (essai des diodes de détection au germanium $I_F \simeq 20$ mA).

Avant tout montage d'une diode, procéder à cet essai ou « test » préliminaire. On peut procéder plus rapidement avec un ohmmètre (analogique ou numérique qui possède souvent une position « test » semi-conducteur). Comment procédez-vous ? Quelles sont les résistances directe et inverse ?

Attention : Un ohmmètre analogique est un générateur à pile donc les polarités + Ω et − Ω sont inversées par rapport à celles indiquées en Ⓐ et Ⓥ sur un contrôleur multifonctions.

2. RELEVER DES CARACTÉRISTIQUES DIRECTE ET INVERSE

$$I_d = f(U_d) \text{ [ou } I_F = f(V_F)]$$
$$\text{et } I_{inv} = f(U_{inv}) \text{ [ou } I_R = f(V_R)]$$

Mode opératoire

Identifier

La diode en essai : test préliminaire, repérage, chercher dans la documentation (Mémotech, catalogue fournisseur...) les caractéristiques d'utilisation non destructive (valeurs maximales $I_{F\,max}$, $U_{R\,(inv)\,max}$, P_{max} de dissipation en puissance, nécessité parfois d'un dissipateur ou radiateur thermique).

Réaliser le montage d'essai en direct, en inverse (fig. 3)

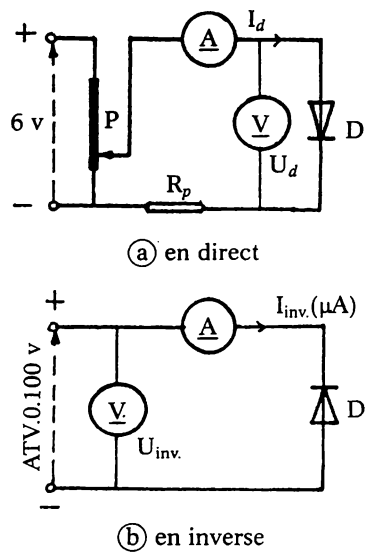


Fig. 3

Matériels :

Alimentation par source fixe continue (5 V... 6 V) et potentiomètre P (120 Ω - 1,5 A) ou par source stabilisée à tension variable (ATV) avec limiteur d'intensité incorporé ou $R_{protection}$ à déterminer pour $I_d < I_{d\,max}$.

Justifier le choix et l'emplacement des appareils (calibres, montages AVAL ou AMONT...). On choisira une diode à jonction au silicium ($I_F = 1$ A ; $V_R = 100$ V ; $P \simeq 1$ W) 1N4002 par exemple, et une diode au germanium (à pointe) ($I_F = 30$ mA ; $V_R = 80$ V) 1N918 par exemple.

3. TRACER LES CARACTÉRISTIQUES

de la diode au silicium et de la diode au germanium. Compléter les tableaux de mesures suivants.

4. EXPLOITATION ET CONCLUSIONS

Étude des courbes.

Propriété caractéristique du composant étudié ? Quelles sont les applications possibles ?

Étude comparative des diodes au Si et au Ge : pour chaque diode déterminer la tension de seuil de conduction (V_{seuil} ou V_o) ; comment reconnaître la structure du semi-conducteur constituant Si ou Ge ?

Déterminer les résistances dynamiques

$$R_d = \frac{\Delta U_d}{\Delta I_d} \text{ et } R_{inv} = \frac{\Delta U_R}{\Delta I_R}$$

dans les parties droites des caractéristiques.

Tracer les courbes hyperboles d'isopuissance telles que $I_d = f(U_d)$ à $P_{maxi\text{-}constante}$ d'équation $I_d = \frac{P_{maxi}}{U_d}$. Hachurer les zones interdites (limitation du fonctionnement non destructif).

Déduire les modèles équivalents et les équations de fonctionnement de chaque composant en direct et en inverse pour les caractéristiques « idéalisées » (droites).

En direct

① Diode Si-1N4002 - I_d = 1 A ; V_R = 100 V ; P = 0,8 W

I_d (A)	0	0,05	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
U_d (V)	0,63			0,80		0,83		0,85		0,87

② Diode Ge-1N918 - I_d = 30 mA ; V_R = 80 V

I_d (mA)	0	2	4	6	8	10	12	15	20	25
U_d (V)	0,2		0,66		0,9		1,1		1,5⁺	1,6⁺

En inverse

I inverse I_R de l'ordre du μ_A pour $V_R < V_{R\,max}$ donc R_{inv} très élevée de quelques dizaines de MΩ.

Le fabricant indique les valeurs maximales I_{FAV} courant direct (Forward) moyen max, I_{FRM} courant direct de pointe répétitif, I_R courant inverse (Reverse) continu, V_F tension directe continue, V_{RRM} tension inverse de pointe répétitive, t_{rr} temps de recouvrement inverse, r résistance dynamique (ou différentielle), R_{TH} résistance thermique (° K/W), j-c (jonction-case ou boîtier), j-a (jonction-ambiante).

La diode à jonction est utilisée pour le redressement des courants alternatifs.

Indications

Résistance apparente (statique) $R_{app\ (P_o)}$ au point $P_o \in [AB]$ dans la partie droite :

$$R_{app\ (P_o)} = \frac{U_d}{I_d} = \frac{0,85}{0,6} \simeq 1,4\ \Omega$$

et Résistance dynamique aux variations autour de (P_o)

$$R_{dyn} = \frac{\Delta U_d}{\Delta I_d} \simeq 0,1\ \Omega \text{ faible.}$$

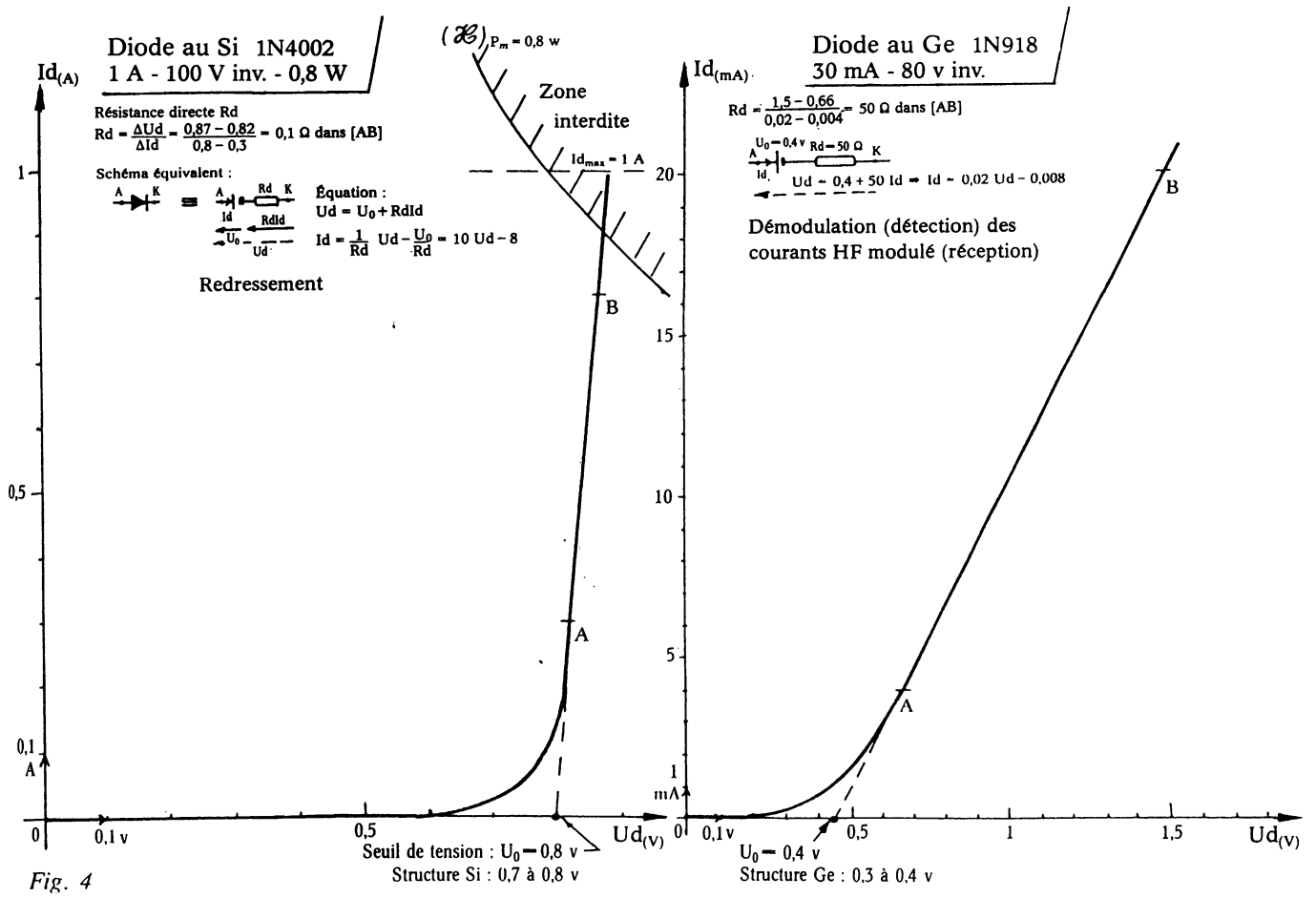


Fig. 4

Pour la diode en « charge » sur $R_1 = 120\ \Omega$-1 A on définit la droite de charge (Δ) d'équation

$$I = -\frac{1}{R_1} U_d + \frac{U}{R_1}$$

soit en fixant U = 100 V, $I = -\frac{1}{120} U_d + 0{,}83$.

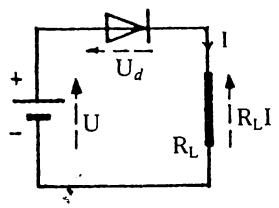


Fig. 4

La caractéristique de la diode linéarisée [U_oB] et la droite de charge (Δ) se coupent au point de fonctionnement P_1. Déterminer les coordonnées (U_d; I_d) de P_1 et vérifier par le calcul. On obtient :

$U_d = 0{,}88$ V et $I_d = 0{,}8$ A.

Pratiquement, on travaille dans la partie droite de la caractéristique.

TRAVAUX PRATIQUES 2

2. La diode Zéner : la stabilisation de tension

DIODE ZÉNER - 85 C 3 V 6 - 0,5 W - 150 mA

Caractéristique $I_Z = f(U_Z)$

EN DIRECT Ⓐ Ⓑ

I_d (mA)	0	20	50	75	100	125	140
U_d (V)	0,6⁺	0,7	0,71	0,73	0,74	0,74⁺	0,75⁻

Ⓐ cal 150 - 300 mA

Ⓥ cal 1 V

EN INVERSE Ⓐ Ⓑ

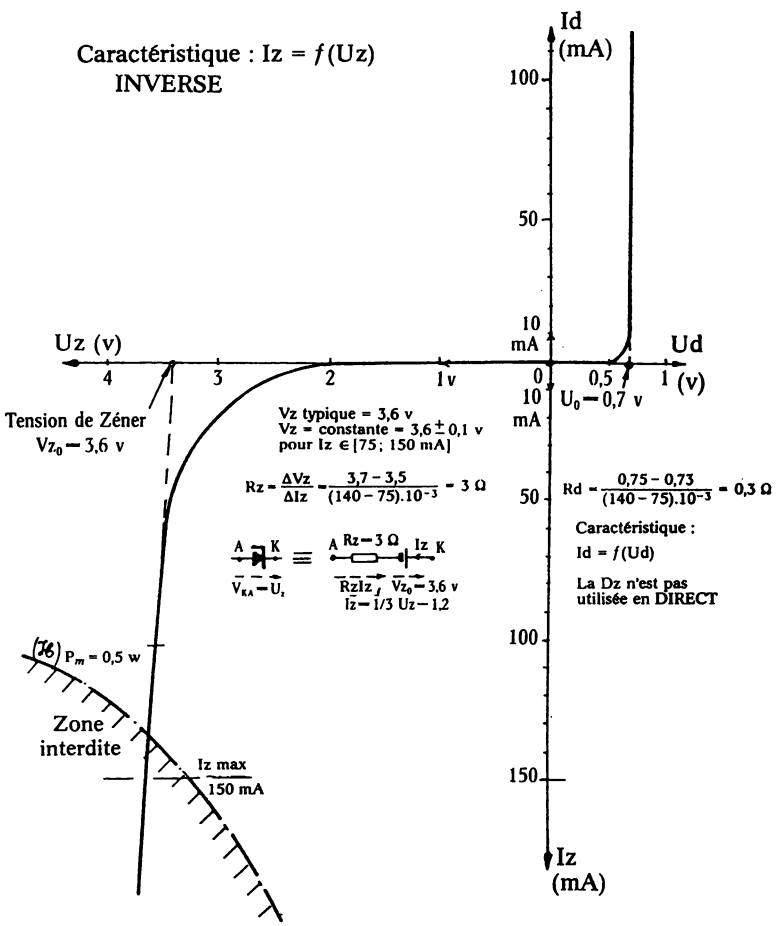
I_Z (mA)	0	10	20	50	75	100	125	140
V_Z (V)	2⁺	2,8⁺	3	3,5⁻	3,5	3,6	3,7⁻	3,7⁻

Ⓐ cal 150 - 300 mA

Ⓥ cal 3 V - 10 V

Diode Zéner 85C3V6 Vz typ = 3,6 v - 0,5 w - 150 mA

La diode Zéner est conçue pour travailler en *polarisation inverse*, avec un "claquage" contrôlé à coude brusque de la caractéristique ; la tension Zéner reste pratiquement constante. La diode Z est utilisée comme *stabilisatrice de tension.*



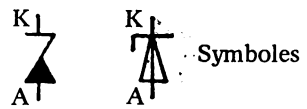
Hyperbole d'isopuissance ($\mathcal{H}$)

$h : V_Z \rightarrow I_Z = h(V_Z) = \dfrac{P}{V_Z} = \dfrac{0{,}5}{V_Z}$ ou $I_Z\,(mA) = \dfrac{500}{V_Z}$

TABLEAU DES VALEURS CALCULÉES POUR TRACER ($\mathcal{H}$)

V_Z (V)		3	3,5	4	4,5	5
I_Z (mA)		167	143	125	111	100

D_Z en polarisation inverse
P potentio 112 Ω



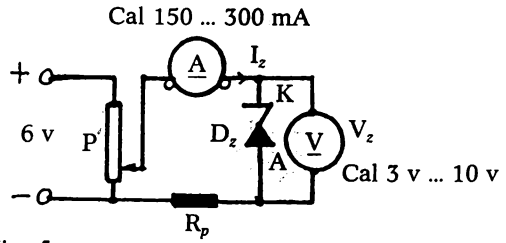


Fig. 5

ÉTUDE OSCILLOSCOPIQUE D'UNE DIODE ZÉNER

avec D_Z 12 V - 400 mW - $I_{Z_{maxi}}$ = 40 mA

on a : $\hat{U}_m = V_Z + RI_{Z_{maxi}} = 12 + 50 \times 0{,}04 = 14$ V

$$\Rightarrow U = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} = 10\ V_{eff}.$$

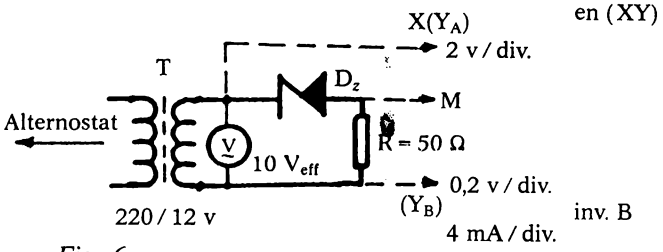


Fig. 6

ÉTUDE À L'OSCILLOSCOPE D'UNE DIODE AU SILICIUM

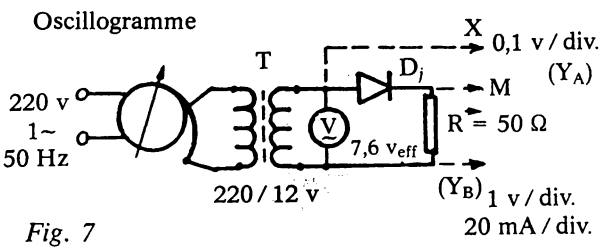


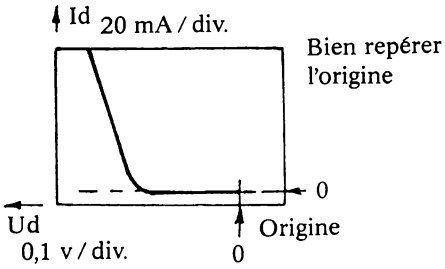
Fig. 7

Pour $I_{D_{maxi}}$ = 0,2 A et R = 50 Ω

on a : $\hat{U}_m = R\hat{I} + 0{,}7\ V_{(seuil)}$

$\Rightarrow \hat{U} = 50 \times 0{,}2 + 0{,}7 = 10{,}7$ V

$\Rightarrow U_{eff} = \dfrac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \simeq 7{,}6$ V et $R\hat{I}_{maxi} = 10$ V.



Faire l'essai avec diode au germanium et comparer. Recalculer R suivant $I_{D_{maxi}}$ admise le cas échéant.

TRAVAUX PRATIQUES 3

3. Le redressement par diodes

1. BUT

Étude du redressement par diodes et du «*filtrage*» par condensateur.

2. TRAVAIL À EFFECTUER

Ⓐ Le redressement monoalternance

a. Montage - Matériels

D_j - 1 N 4002 - 1 A - 100 V_{inv} - 0,8 V
R_u - 32 Ω - 2 A
Ⓥ ∩ 30 V Ⓥ ∩ 10 V
Ⓐ ∩ 1 A Ⓐ ⧘ 1 A Ⓥ ⧘ 30 V
Bte de C électrochimiques
polarisés 220 - 470 - 1 000 - 1 500 µF - 2 200 µF
25 V - TS

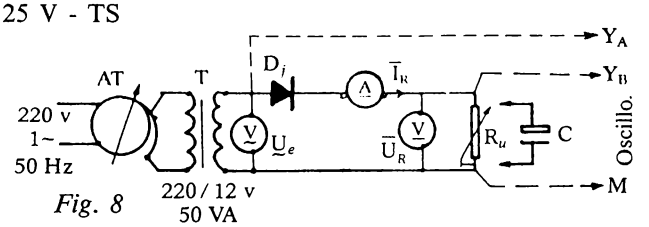


Fig. 8

b. Tableau de mesures

Fixer les constantes par réglage de l'alternostat pour $U_{e\ eff}$ = 12 V et par R_u pour $I_{R\ moy}$ = 0,25 A $\Rightarrow$ R_u = 20 Ω

$u_e = \hat{U}_e \sin 314\,t$; $\hat{U}_e = 12\sqrt{2} \simeq 17$ V

Attention à l'utilisation correcte des appareils. Justifier leur choix.

$\mathcal{U}_{e\ eff}$ (V)	$\overline{\mathcal{U}}_{R\ moy}$ (V)	$\overline{I}_{R\ moy}$ (A)	$I_{R\ eff}$ (A)	$U_{R\ eff}$ (V)
12 (sinusoïdal)	5	0,25	0,4	8
Ⓥ ∩ cal 30 V	Ⓥ ∩ cal 10 V	Ⓐ ∩ cal 1 A	Ⓐ ⧘ cal 1 A	Ⓥ ⧘ cal 30 V

ou Ⓥ numérique en TRMS

Appareils utilisés - Types - Calibres

c. Oscillogramme

— relever - noter les réglages de l'oscillo sur positions CALIBRAGE en Ⓨ u_R - 5 V/cm ; en Ⓧ - 5 ms/cm. Justifier « l'allure » ;

— mesurer sur l'oscillogramme : T(ms) ⇒ f(Hz) et $\hat{U}_{maxi}$ et $u_{ondulation}$ c à c (crête à crête) ; notations : U_{moy} noté $\bar{U}$; U_{max} (de crête) noté U ; $U_{efficace}$ noté U.

— calculer $\bar{U} = \frac{\hat{U}}{\pi}$ et $U_{eff} = \frac{\hat{U}}{2}$; fond = 50 Hz

$\bar{I}_{diode} = \bar{I}_R$ $U_{inv/diode} = \hat{U}_e$

d. Filtrage par C

Tableau de mesure et oscillogrammes pour plusieurs valeurs de C (pour les constantes ci-dessus).
TS = 25 V

C (µF)	$\bar{U}$ (V)	$\bar{I}$ (A)	u_{ond} c à c (V)
220	7	0,35	14⁺
470	9,5	0,43⁺	12⁺
1 000	11⁺	0,46	8
1 500	11,5⁺	0,47⁺	5

- Influence du produit $R_u C$?
- Calculer $u_{ond\ efficace}$ par la relation.

$u_{ond}\ (V)_{eff} = 4{,}5 \frac{\bar{I}\ (mA)}{C\ (\mu F)}$ et $\hat{U}_{ond}$ (de crête) $= 10 \frac{\bar{I}\ (mA)}{C\ (\mu F)}$

Attention : avec C on a U_{inv} appliqué à la diode ≃ 2 $\hat{U}_e$ donc choisir une diode telle que $V_{inv\ max} > 2\ \hat{U}_e$;

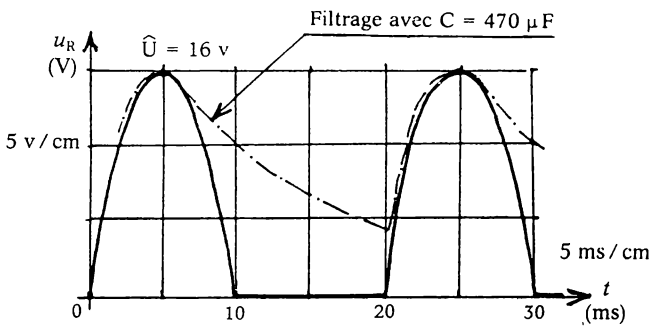


Fig. 9

TRAVAUX PRATIQUES 4

Ⓑ Le redressement double-alternance PD_2

a. Montage : redresseur en « pont de Graëtz » à 4 diodes au Si, pont « double ».

MATÉRIELS

4 diodes Si - 1 N 4002 - « module pont redresseur ».

b. Tableau de mesures : maintenir les constantes de A pour *comparer* les résultats U_e = 12 V ∿ et R_u = 20 Ω.

c. Oscillogrammes : voir Ⓐ.

Calculer $\bar{U} = \frac{2\hat{U}}{\pi}$ et $U_{eff} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}$

$\bar{I}_{diode} = \frac{\bar{I}_R}{2}$ $U_{inv/diode} \triangleq \hat{U}_e$

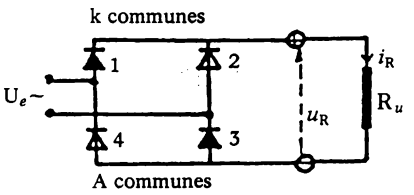


Fig. 10 schéma pratique

d. Filtrage par C : voir Ⓐ fond = 100 Hz.

— Comparaison avec Ⓐ.

Calculer $u_{ond}\ (V)_{eff} = 1{,}5 \frac{\bar{I}(mA)}{C(\mu F)}$ et $\hat{U}_{ond} = 5 \frac{\bar{I}(mA)}{C(\mu F)}$.

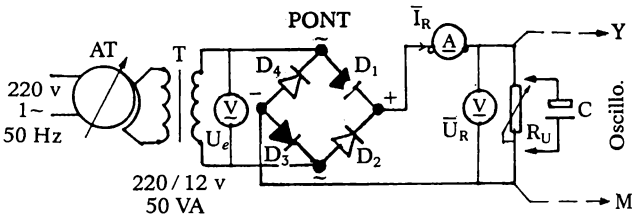


Fig. 11

e. Débit du pont redresseur sur récepteur à fcém : *étude d'un chargeur de batterie d'accumulateur* pour batterie Cd - Ni - 12 V - 40 Ah - *sans* filtrage. Déterminer la valeur du Rhéostat pour limiter le courant de charge I_{moy} au 1/10 de la capacité de la batterie, soit I_{moy} = 4 A (prévoir un pont avec des diodes 5 A).

INDICATIONS

Tableau des mesures U_e = 12 V ; R_u = 20 Ω.

U_e (V)	$\bar{U}_R$ (V)	$\bar{I}_R$ (A)	$I_{R\ eff}$ (A)	$U_{R\ eff}$ (V)
12	9⁺	0,5	0,55⁻	11⁻

Oscillogramme *Filtrage par C*

C (µF)	$\bar{U}$ (V)	$\bar{I}$ (A)	u_{ond} c à c (V)
220/25 V TS	10,4	0,57	10
470	11,7	0,63	7
1 000	12,5	0,67	4
1 500	12,6⁺	0,68	2,5

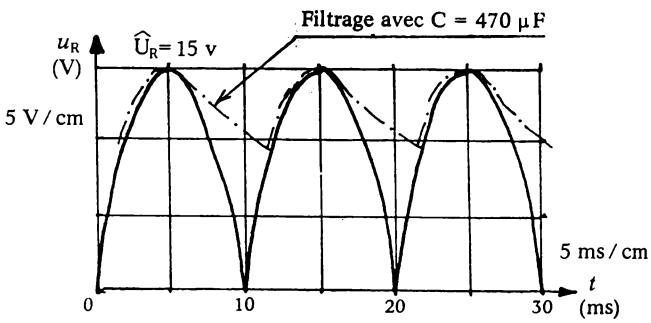


Fig. 12

BREVET DE TECHNICIEN - Contrôle et régulation - 2 h -

BTS maintenance

SUJET N° 1

Redressement monophasé simple alternance

Préparation

Schéma pour débit dans R_L - montage avec oscilloscope bicourbe pour observer V alimentation et *i* redressé.

Choix des appareils pour mesurer les valeurs moyenne $\bar{I}$ et efficace I du courant redressé ;

Calculer $\hat{I}$ et I efficace si $\bar{I}_{moy} = 0{,}5$ A, et le facteur de forme F. Avec une batterie d'accumulateur de 6 V montée en opposition série avec R_L déterminer à l'oscillo la durée d'ouverture de la diode pour $\hat{U}_{max}$ alimentation (sortie transfo) = 12 V. Préciser le schéma du montage utilisé.

On a :

Le facteur de forme $F = \dfrac{U_{eff}}{\bar{U}_{moy}} = \dfrac{I_{eff}}{\bar{I}_{moy}}$

Le taux d'ondulation $\tau = \dfrac{U_{eff\ ond}}{\bar{U}_{moy}} = \dfrac{I_{eff\ ond}}{\bar{I}_{moy}} = \sqrt{F^2 - 1}$

Déroulement

Montage à partir du transfo 220/12 V alimenté par alternostat 230 V - 50 Hz - 1 ∿.

Choix de R_L pour supporter $\bar{I} = 0{,}5$ A. Régler à $\bar{I} = 0{,}5$ A.

Mesurer I_{eff} et $\bar{I}$ (sur oscillogramme).

Placer en parallèle sur R_L un condensateur C = 1 000 µF et observer l'oscillogramme, puis l'expliquer.

Mesurer $\bar{I}$ et retrouver $\bar{I}$ à l'oscillo dans les conditions précédentes.

Enlever C et mettre l'accumulateur de 6 V en opposition (série avec R_L) et régler $\bar{I} = 0{,}5$ A. Mesurer à l'oscillo le temps de conduction et l'angle d'ouverture de la diode.

Indications

$$\bar{I} = \frac{\hat{I}}{\pi} \Rightarrow \hat{I} = 0{,}5\ \pi \simeq 1{,}57 \text{ A}$$

$$\text{et } I_{eff} = \frac{\hat{I}}{2} = \frac{1{,}57}{2} \simeq 0{,}79 \text{ A}$$

$$F = \frac{I_{eff}}{\bar{I}_{moy}} = \frac{0{,}79}{0{,}5} \simeq 1{,}57 = \frac{\pi}{2}$$

Montage : avec batterie 6 V en *charge* : ② ; avec R seul : pont court-circuit ① ; puis ① enlevé et remplacé par ② en opposition.

Choix de R_L *:* pour $\bar{I} = 0{,}5$ A et $\hat{U} = 12$ V,

on a $\hat{I} = 1{,}57$ A et $R_L \simeq \dfrac{\hat{U} - U_0}{\hat{I}} \simeq \dfrac{12 - 0{,}8}{1{,}57} \simeq 7\ \Omega$

(avec R_D diode négligeable $\simeq 0{,}1\ \Omega$ et U_0 chute diode $\simeq 0{,}8$ V)

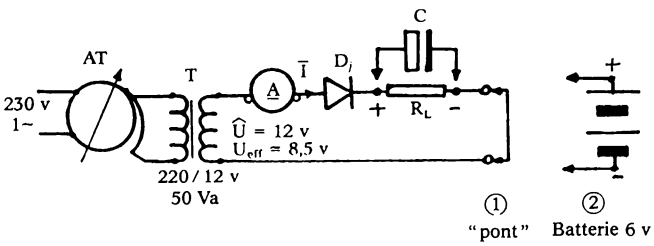


Fig. 1

Oscillogramme avec C

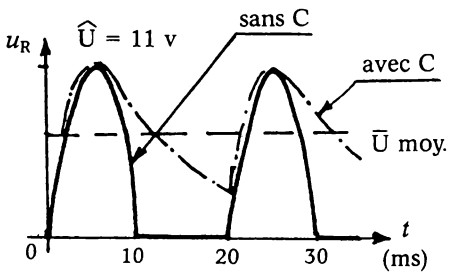


Fig. 2

Oscillogramme avec batterie $f_{cém}$ **E'** = 6 V - *t*(ms) de conduction de la diode - α° angle d'ouverture (ou de conduction) de la diode :

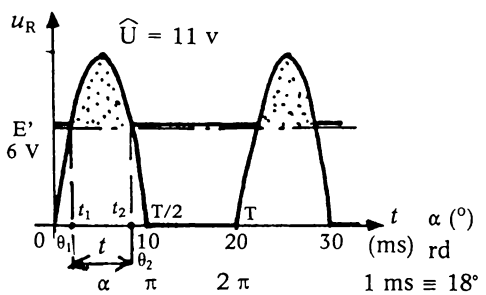


Fig. 3

on a $\dfrac{\alpha}{\pi} = \dfrac{t}{\frac{T}{2}} \Rightarrow \alpha° = t \times \dfrac{180°}{10} \Rightarrow \alpha(°) = 18\ t(\text{ms})$

Calcul de α : on $u = \hat{U} \sin \omega t_1$ avec $\omega t_1 = \theta_1$; quand $u = E' = 6$ V $\Rightarrow 6 = 11 \sin \theta_1 \Rightarrow$

$\sin \theta_1 = \dfrac{6}{11} \simeq 0{,}545 \Rightarrow \theta_1 = 33°$ et $\theta_2 \simeq 180 - 33 \simeq 147°$; soit $\alpha = \theta_2 - \theta_1 \simeq 114°$ et $t = \dfrac{\alpha°}{18} \simeq 6{,}3$ ms.

Bac F3

SUJET N° 2

Redressement monophasé et filtrage

1. Schéma de *2 montages de redressement bialternance*. Les comparer.

2. Étude du redressement bialternance *avec filtrage* sur un des montages, débitant sur une charge résistive.

Pour les différentes valeurs de capacité (10 µF, 47 µF, 100 µF, 470 µF, 1 000 µF) :

— Relever les oscillogrammes de la tension aux bornes de la charge.

— Relever ΔU valeur crête à crête de l'ondulation.

— Relever U_{moyen}.

— Tracer la courbe $\frac{\Delta U}{U_{moy}} = f(C)$.

— Conclusions.

Indications

En plus du redressement en pont de Graëtz, on rencontre le redressement dit « *va-et-vient* » qui utilise 2 diodes et un transformateur à prise médiane (au secondaire), suivant le schéma ci-dessous (fig. 1).

C'est encore un redressement bialternances.

Rappels : RELATIONS EN REDRESSEMENT.

1. *Redressement monoalternance*

$\frac{\text{Valeur moyenne}}{\text{Valeur maximale}} = \frac{\bar{U}}{\hat{U}} = \frac{1}{\pi} \simeq 0{,}32 \Rightarrow \bar{U} = \frac{\hat{U}}{\pi}$

avec $\hat{U}$ (de crête)

$\frac{\text{Valeur efficace}}{\text{Valeur de crête}} = \frac{U}{\hat{U}} = \frac{1}{2} \Rightarrow U_{eff} = \frac{\hat{U}}{2}$

Facteur de forme $F = \frac{\text{Val. eff.}}{\text{Val. moy.}} = \frac{\pi}{2} \simeq 1{,}57$

Taux d'ondulation :

$$\tau = \frac{\text{val. eff. ondulation}}{\text{val. moyenne}} = 1{,}2$$

$$\tau = \sqrt{F^2 - 1}$$

Fréquence d'ondulation = 50 Hz

Tension inverse par diode = $\hat{U}$ (de crête ou maximale)

2. *Bialternance*

$\frac{\bar{U}}{\hat{U}} = \frac{2}{\pi} = 0{,}64 \Rightarrow \bar{U} = \frac{2\hat{U}}{\pi}$

$\frac{U}{\hat{U}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \simeq 0{,}71 \Rightarrow U_{eff} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}$

$F \simeq 1{,}1$

$\tau \simeq 0{,}48$

$f_{ond} = 100$ Hz

$U_{inv/diode} = \hat{U}$ en pont ; $2\hat{U}$ en « va-et-vient »

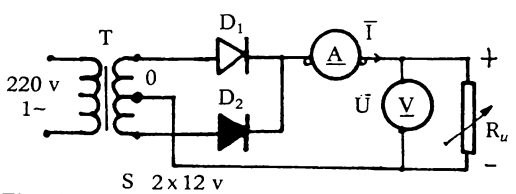


Fig. 1

FILTRAGE PAR CONDENSATEUR

en monoalternance

U_{eff} d'ondulation (V) $= 4{,}5 \frac{\bar{I}_{moy}\,(mA)}{C\,(\mu F)}$

$\hat{U}_{ond}$ (V) $= 10 \frac{\bar{I}\,(mA)}{C\,(\mu F)}$ (de crête)

en bialternance

U_{ond} (V) $= 1{,}5 \frac{\bar{I}\,(mA)}{C\,(\mu F)}$

$\hat{U}_{ond}$ (V) $= 5 \frac{\bar{I}\,(mA)}{C\,(\mu F)}$

Choix de C pour ΔU_{ond} (c à c) fixé (désiré)

avec $K = \frac{\Delta U\,(c\ à\ c)}{\hat{U}}$ or $K = \frac{T}{RC}$ où $R_{charge} = \frac{\bar{U}}{\bar{I}}$

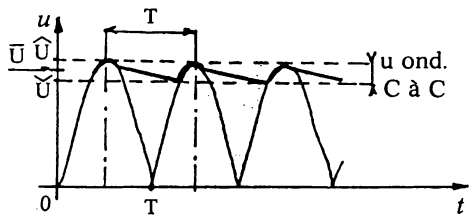
On tire :

$$C_{(\mu F)} = \frac{T_{(ms)}}{K R_{(\Omega)}} \times 10^3$$

On prendra comme hypothèse pour K :

$$RC > 10\,T \Rightarrow K = \frac{T}{RC} < 0{,}1$$

(RC constante de temps du circuit de décharge)



En effet si $\tau \gg T$ on a (fig. 2) par les triangles semblables :

$\frac{U_{ond\ c\ à\ c}}{\hat{U}} \simeq \frac{T}{\tau} = K$ facteur d'ondulation.

T période de l'ondulation

à $f = 50$ Hz $\Rightarrow$ T = 20 ms en redressé monoalternance et T = 10 ms en bialternance

Exemple : en bialternance on aura T = 10 ms = 10^{-2} s et pour $K = \frac{T}{\tau} \leq 0{,}1 \Leftrightarrow RC \geq 10\,T \Rightarrow 10^{-1}$ s

$\Rightarrow C \geq 5\,000$ µF pour R = 20 Ω soit C ≃ 400 µF/25 V pour $U_{ond\ c\ à\ c} = 10\ \%\ \hat{U}$

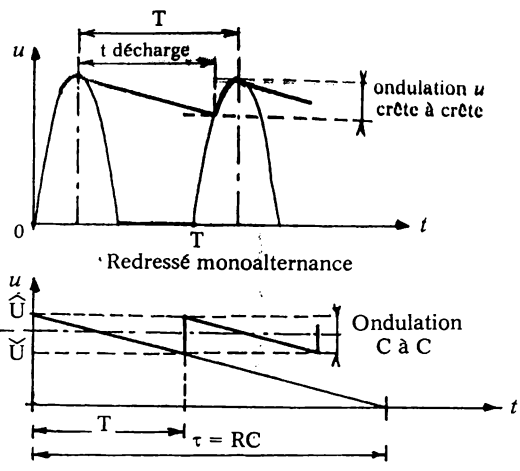


Fig. 2

TRAVAUX PRATIQUES 5

4. La stabilisation de tension par diode Zéner

1. BUT

Étude d'un stabilisateur de tension à diode Zéner.

2. TRAVAIL À EFFECTUER

La caractéristique de la diode Zéner est donnée, ou relevée dans la mesure 2 - TP2.

Relever les valeurs données par le catalogue constructeur. Interpréter ces indications. Par exemple :
BZX 85 C 6 V 2 : P = 1,3 W ; $I_{Z\ maxi}$ = 170 mA ; $I_{Z\ mini}$ = 5 à 10 mA ; $V_{Z\ typ}$ = 6,2 V ; $V_Z \in$ [5,8 ; 6,6 V] ; $r_{ZK} = 4\ \Omega / I_{Z\ typ} = 35$ mA ; $r_{ZK} = 300\ \Omega$ / I_{ZK} = 1 mA ; αV_Z = 0,04 %.

Réaliser le montage suivant :

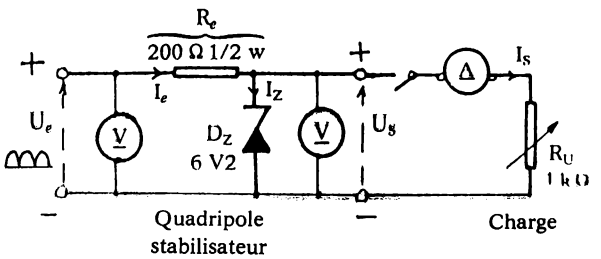


Fig. 1

Calculs préalables. Justification du choix des éléments : R_e, R_u.

Mesures :

a) Avec U_e = *cte* (redressée 2 alternances) = 12 V_{moy} (10 à 15 V) *sans* condensateur de filtrage relever les oscillogrammes de U_e et U_S, mesurer U_e et U_S moyennes pour $I_{S\ moy}$ = 20 mA. Interpréter les oscillogrammes.

b) Avec U_e = *cte* = 12 V_{moy} *filtrée* par C = 470 µF faire le même travail. Dans les 2 cas pour I_S variant de 0 à 50 mA (au pas de 10 mA), tracer la caractéristique de sortie $U_S = f(I_S)$ et déduire $\mathscr{R}_S = \left|\frac{\Delta U_S}{\Delta I_S}\right|$ (*Stabilisation AVAL*). Conclure : $\mathscr{R}_S \simeq r_Z$?

c) Avec *entrée variable :* U_e variant de 5 à 20 V et I_S = cte = 20 mA (alimentation par une ATV 0-30 V-100 mA), tracer la caractéristique de transfert $U_S = f(U_e)$ (*Stabilisation AMONT*).

Déduire le facteur de stabilisation

$$\mathscr{F} = \frac{\Delta U_S/U_S}{\Delta U_e/U_e} \text{ et le rapport } \frac{\Delta U_S}{\Delta U_e}$$

Conclusions. Exploitation. Avantages.

Remarque

Pour une bonne stabilisation prendre une D_Z à faible r_Z et $R_e \gg r_Z$. Généralement $V_e \in$ [2 à 4 $V_{Z\ typ}$] et $I_{Z\ mini}$ 5 à 10 % de $I_{Z\ maxi}$.

$$\frac{\Delta U_S}{\Delta U_e} \simeq \frac{r_Z}{R_e} \simeq \mathscr{F} \text{ si } R_e \gg r_Z$$

Indications

Pour être dans les conditions d'une bonne stabilisation, on doit rechercher R_Z faible et $R_e \gg R_Z$.

Mais $R_{e\ maxi}$ est limitée par $I_{Z\ mini}$ de stabilisation = 5 à 10 mA et $R_{e\ mini}$ par $I_{Z\ maxi}$ à vide. Par exemple pour D_Z : V_{ZT} 6,2 V, $V_Z \in$ [5,8 ; 6,6 V], $R_Z \simeq 4\ \Omega$, $I_{Z\ maxi}$ = 100 mA et $V_e \in$ [10 ; 18 V].

On a :

$$R_{e\ mini} = \frac{V_{e\ maxi} - V_{Z\ maxi}}{I_{Z\ maxi}} = \frac{18 - 6{,}6}{100} = 114\ \Omega \text{ (à vide)}$$

$$R_{e\ maxi} = \frac{V_{e\ mini} - V_{Z\ mini}}{I_{Z\ mini}} = \frac{10 - 5{,}8}{10} = 420\ \Omega \text{ (en charge)}$$

On choisit $R_e \simeq 220\ \Omega$ − 0,5 W.

Ce qui donne :

$$I_{Z\ mini} = \frac{10 - 5{,}8}{220} \simeq 19\text{ mA} > 10\text{ mA} \rightarrow \text{en } \textit{charge} \text{ à } I_{S\ maxi}$$

(même R_e = 330 Ω conviendrait)

$$I_{Z\ maxi} = \frac{18 - 6{,}6}{220} \simeq 52\text{ mA} < 100\text{ mA} \rightarrow \text{à } \textit{vide} \text{ à } I_S = 0$$

$$I_Z = I_e$$

dans ce cas $I_{S\ maxi} = I_e - I_{Z\ mini} = 52 - 19 \simeq 33$ mA.

Remarque

Si on prend R_e trop élevée, on diminue la plage de courant I_S stabilisée.

On trouverait :

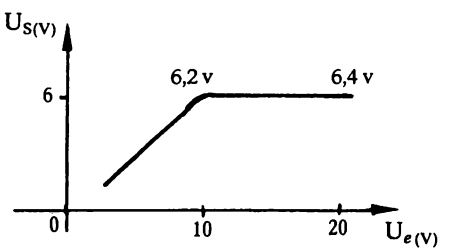
$$\mathscr{F} = \frac{R_Z}{R_e} \simeq \frac{4}{220} \simeq 2 \times 10^{-2} \text{ et } \mathscr{R}_S \simeq R_Z \simeq 4\ \Omega$$

pour R_e = 330 Ω ⇒ $I_{Z\ mini}$ = 12 mA (convient)
$I_{Z\ maxi}$ = 35 mA ⇒ $I_{S\ maxi}$ = 23 mA (plage trop réduite) ;

pour R_e = 120 Ω - 1 W ⇒ $I_{Z\ mini}$ = 35 mA
$I_{Z\ maxi}$ = 95 mA ⇒ $I_{S\ maxi} \simeq$ 60 mA (bon) (plage plus étendue)
$\mathscr{F} = 3 \times 10^{-2}$

Résultats : mesures

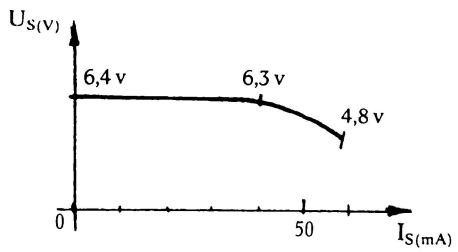
Avec : R_e = 120 Ω - 1 W - (DZ) BZX 85 C 6 V 2 - R_u = 1 kΩ - 0,2 A.



Stabilisation AMONT

U_e variable. I_S = 20 mA = constante.

- quand $U_S < V_Z \Rightarrow U_S = U_e \cdot \frac{R_u}{R_u + R_e}$
- stabilisation quand $U_S \geqslant V_Z \Rightarrow I_Z > 0$



Stabilisation AVAL

U_e constante = 12 V ; I_S variable.

- quand $I_Z = 0 \Rightarrow i_e = i_S$ max. et $R_u = \frac{V_Z}{I_e}$
- quand I_Z max. $\Rightarrow i_S$ mini. $= I_e - I_Z$ max. et $R_u = \frac{V_Z}{i_{S\ min.}}$;

avec U_e constante, on a $I_e = \frac{U_e - U_Z}{R_e}$ constante.

Remarque

Pour la BZX 29 C 6 V 2 on a les caractéristiques constructeur :

P_{maxi}	$V_{Z\ mini}$	$V_{Z\ typique}$	$V_{Z\ maxi}$
1 W	5,8 V	6,2 V	6,6 V

à I_{Z_T}	R_Z	$I_{Z\ maxi}$ (à 25 °C)	I_R	à V_R
50 mA	2 Ω	150 mA	10 µA	2 V

$S_Z = 0{,}035$ % *par* °C caractéristique importante qui est le coefficient de température. Exemple : à 25 °C on a $V_{Z_T} = 6{,}2$ V et à 50 °C on a $V_Z = 6{,}25$ V car :

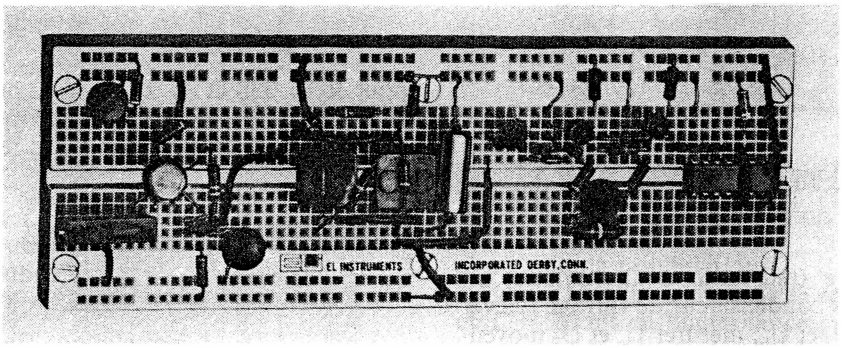
$$S_Z = \frac{\Delta V_Z}{V_{Z_T}} \times \frac{1}{\Delta T} \Rightarrow \Delta V_Z = S_Z \times V_{Z_T} \times \Delta T$$

$$= \frac{0{,}035 \times 6{,}2 \times 25}{100} = 0{,}054 \text{ V}$$

$$\Rightarrow V_Z = 6{,}2 + 0{,}05 = 6{,}25 \text{ V}$$

pour *la gamme* $V_{Z_{TYP}} \in [5\,;\,7\ V]$ *les diodes Z sont les plus performantes* c'est-à-dire avec R_Z et S_Z minimales. Donc pour stabiliser une tension assez élevée il est préférable de monter plusieurs diodes Z en *série* choisies dans la gamme 5 à 7 V.

Exemple : pour U = 18 V à stabiliser on monte 3 D_Z de 6,2 V en série et on obtient $R_Z = 2 \times 3 = 6\ \Omega$ et $S_Z = 0{,}035$ % par °C alors qu'avec une seule diode Z BZX 29 C 18 V on aurait $R_Z = 20\ \Omega$ à $I_{Z_T} = 10$ mA et $S_Z = 0{,}075$ % par °C.



Montage sur plaque de connexions. Doc. AOIP

II - Les quadripôles à composants discrets

MESURE N° 3

Étude du transistor à jonctions bipolaire

TRAVAUX PRATIQUES 1

CARACTÉRISTIQUES STATIQUES

MATÉRIELS - COMPOSANTS

T = 2 N 2219,2 N 2711 - 0,8 à 1 W - 0,8 A_{maxi}
L = Lampe 6 V - 0,3 A,
Ⓥ à choisir par l'opérateur ou multimètre numérique.

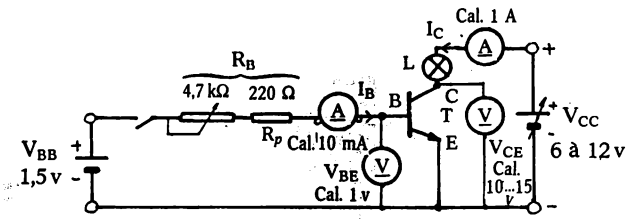


Fig. 1

MESURES

À V_{CC} = cte = 6 V, faire varier I_B du blocage à la saturation du transistor et noter I_B, I_C, V_{BE}, V_{CE}. Déduire le coefficient $\beta_s = \frac{I_C}{I_B}$. Constatations. Interprétations des résultats. Conclusion : quelle est la propriété caractéristique du transistor (l'effet transistor, dipôle commandé...). Pour I_B = cte faire varier V_{CE}. Conclusions.

EXPLOITATION

Tirer les résultats qui vous seront utiles pour les dépannages de vos montages à venir.

V_{BE} blocage = ... V
V_{BE} seuil de conduction = ... V
V_{BE} régime normal linéaire = ... V
(transistor en amplification)

Valeurs moyennes indicatives
$V_{BE\ bloc} \leq 0{,}3$ V
$V_{BE\ seuil}$ = 0,5 V (Si) ; 0,3 V (Ge)
$V_{BE\ lin}$ = 0,6 à 0,7 V (Si) ; 0,3 à 0,4 V (Ge)

Désignations sur catalogue

Codes Standard
USA : 2 N...
Européen : A... (Ge) et B... (Si)
Japonais : 2 S...

V_{BE} saturation = ... V
V_{CE} saturation = ... V
(transistor en commutation)
$V_{BE\ sat}$ = 0,8 à 0,9 V (Si) ; 0,5 V (Ge)
$V_{CE\ sat}$ = 0,1 à 0,5 V_{maxi}

Retrouver les relations suivantes (et les vérifier expérimentalement) :
$I_E = I_C + I_B \simeq I_C$ car $I_B \ll I_C$
$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE}$
$V_{CE} = V_{BE} + V_{CB}$
$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE}$
R_C est appelée Résistor de charge du transistor (ici c'est la lampe L qui constitue la charge). Calculer R_C.

2. Montage avec polarisation par résistor de base R_B - fonctionnement en statique (polarisation en continu) et en dynamique (amplificateur élémentaire).

On polarise la base par un résistor R_B monté entre V_{CC} et Base. On supprime ainsi la source V_{BB} du montage précédent.

IDENTIFICATION DU COMPOSANT

Repérer le brochage et la base B du transistor. Consulter le catalogue constructeur.

Définir le type de transistor NPN, PNP.

Régler R_B pour que la lampe s'allume.

Mesurer I_C, I_B, I_E, V_{CC}, V_{CE}, V_{BE} au multimètre numérique.

Déduire l'amplification en courant $\beta_s = \frac{I_C}{I_B}$ et calculer R_B.

Vérifier sa valeur à l'ohmmètre numérique.

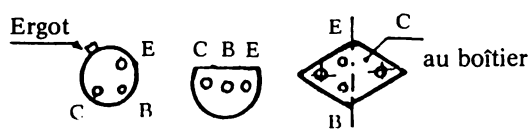
Déterminer la *saturation* du transistor. Comment le vérifier ? Le transistor fonctionne alors en *commutation*. On peut remplacer la lampe par la bobine d'un relais E_M (tension d'enclenchement < 4 V). Comment modifier le montage si on utilise un T de même puissance mais PNP (2 N 2905).

Indications

Montage (fig. 2, page 100) mesures :

— *En amplification* : I_C = 200 mA, I_B = 2 mA ⇒ β = 100 ; V_{CC} = 4,5 V ; V_{CE} = 2,4 V ; V_{BE} = 0,7 V ; V_{CB} = 1,7 V ; $R_B \simeq$ 1,8 kΩ... 2,2 kΩ.

— *En saturation* : $I_{C\ maxi}$ = 320 mA ; I_B = 15 mA ; β = 20 ; $V_{CE\ sat}$ = 0,2 V ; V_{BE} = 0,8 V ; V_{CB} = − 0,6 V ; R_B = 220 Ω.



Types de brochages « vus » de dessous.

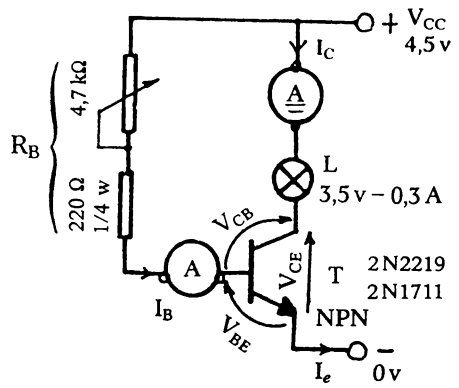


Fig. 2

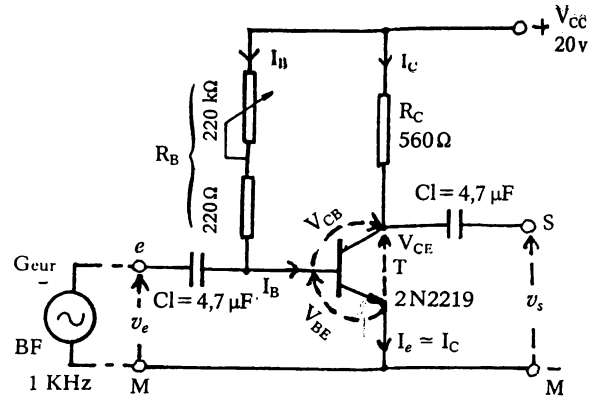


Fig. 3

Amplificateur élémentaire : fonctionnement en régime dynamique linéaire pour de faibles signaux alternatifs appliqués à l'entrée ; maquette d'étude (fig. 3).

a - Régler R_B pour obtenir $V_{CE} \simeq \frac{V_{CC}}{2}$. On donne le réseau de caractéristiques (fig. 4).

Mesurer I_C, I_B, V_{CE}, V_{CC}, V_{BE} en statique (polarisations en continu) avec $\mathscr{V}_e = 0$ V.

Calculer I_C et I_B, et β_s.

Tracer la droite de charge (D_C) dans le réseau de sortie fourni $I_C = f(V_{CE})$ et déterminer les coordonnées du point de fonctionnement P_O.

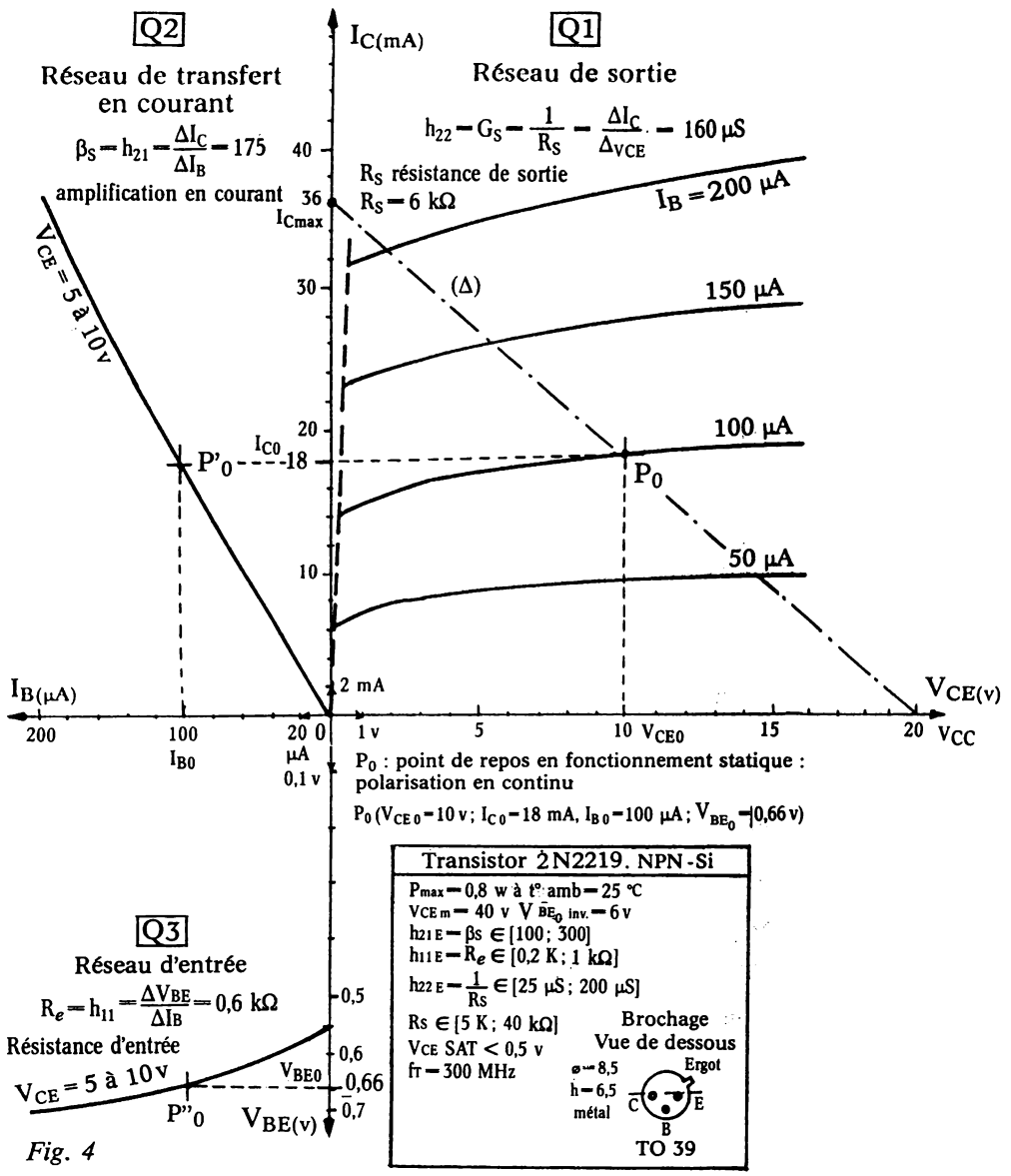


Fig. 4

Étude graphique : tracer la caractéristique $I_C = f(I_B)$; retrouver β_s.

b - En fonctionnement dynamique, on injecte un signal sinusoïdal de faible amplitude à l'entrée sur (B, E) à l'aide d'un générateur BF réglé sur f = 1 kHz ($\hat{ve}$ = 20 mV).

ÉTUDE À L'OSCILLOSCOPE

Observer en double trace $\mathcal{V}_e$ et $\mathcal{V}_s$ et régler $\mathcal{V}_e$ pour que $\mathcal{V}_s$ reste sinusoïdal (*sans distorsion*). Relever les oscillogrammes. Conclusions : déphasage de $\mathcal{V}_s$ sur $\mathcal{V}_e$; gain d'amplification $A_v = \left|\frac{\mathcal{V}_s}{\mathcal{V}_e}\right|$ et $G_{(dB)} = 20 \log |A_v|$. Rôle des condensateurs Cl ? Faire varier f de 20 Hz à 20 kHz et tracer la courbe de réponse $G = g(f)$. Conclusions.

Indications

Montage (fig. 3).

Dans la mesure n° 3 on met en évidence *l'effet « Transistor »* (contraction de *trans*fert de ré*sistor*) : commande d'un I_C élevé par un I_B faible donc amplification en courant $\beta = \frac{I_C}{I_B}$. Le transistor est équivalent à un dipôle (CE) « commandé » par le courant base I_B.

a. En réglant R_B pour que $V_{CE} \simeq \frac{V_{CC}}{2} \simeq 10$ V,

on a $I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = \frac{20 - 10}{0{,}56} \simeq 18$ mA.

Sur le réseau $I_C(V_C)$ on trace la droite de charge (Δ) d'équation

$$I_C = -\frac{1}{R_C} + \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (\text{tirée de } V_{CC} = V_{CE} + R_C I_C)$$

$$\text{soit } I_{C\,(mA)} = -\frac{1}{0{,}56} V_{CE} + 36.$$

On positionne le point de fonctionnement statique P_O (polarisations).

$$\text{Soit } \beta_s = \frac{I_C}{I_B} = \frac{18}{0{,}1} = 180 \simeq \beta_{dyn}.$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{20 - 0{,}66}{0{,}1} \simeq 193\ k\Omega.$$

b. Étude dynamique à l'oscilloscope : $\mathcal{V}_s$ et $\mathcal{V}_e$ sont en opposition de phase. Observer la distorsion en augmentant $\mathcal{V}_e$ *et déduire* $\mathcal{V}_{e\,max}$ pour une amplification linéaire.

Remarque

On fonctionne en saturation pour $I_{c\,max} \simeq 35$ mA avec $V_{CE\,sat} \simeq 0{,}5$ V soit $I_{B\,sat} \simeq 0{,}2$ mA et $V_{BE\,sat} \simeq 0{,}7$ V (donc $V_{CB\,sat} = -0{,}2$ V) ; ceci en diminuant R_B telle que $R_B = \frac{20 - 0{,}7}{0{,}2} \simeq 96\ k\Omega$ et pour les valeurs inférieures de R_B on conserve les mêmes valeurs de saturation : le transistor fonctionne en *commutation*.

On se rend compte alors que le transistor n'est pas équivalent au modèle simplifié en « double diode » en opposition ci-contre : fig. 5.

En effet dans les montages amplificateurs des manipulations précédentes, on remarque que la jonction BE est polarisée en *direct* $\left(\begin{matrix}B^+ \text{ et } E^- \\ \text{NPN}\end{matrix}\right)$ ou $\left(\begin{matrix}B^- \text{ et } E^+ \\ \text{PNP}\end{matrix}\right)$ donc

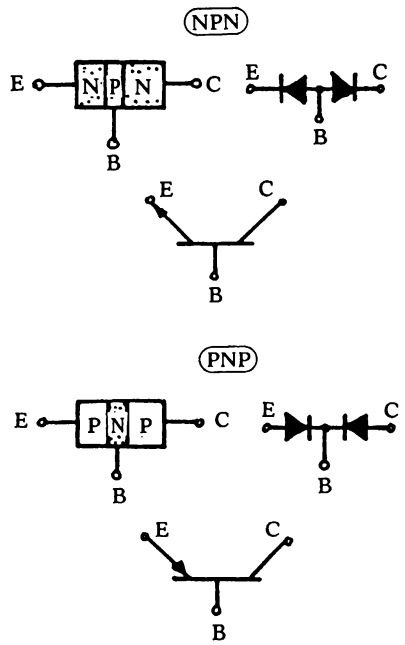
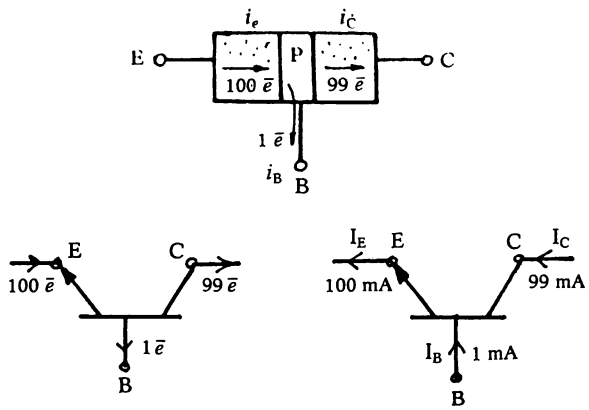


Fig. 5

passante, alors que la jonction BC est polarisée en *inverse* $\left(\begin{matrix}C^+ \text{ et } B^- \\ \text{NPN}\end{matrix}\right)$ ou $\left(\begin{matrix}C^- \text{ et } B^+ \\ \text{PNP}\end{matrix}\right)$. De ce fait on s'attendrait à avoir avec le modèle double diode $I_E = I_B$ et $I_C = 0$!!!

Ceci n'est pas le cas puisqu'on obtient $I_B \ll I_C$ et $I_C \simeq I_E$. Voici une explication très simplifiée : soit un transistor *NPN*.



À l'échelle électronique

Avec le sens électrique conventionnel

$$I_E = I_C + I_B$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{100}{1} = 100$$

Fig. 6

La jonction BE est en direct, donc la barrière de potentiel est neutralisée et il se crée une injection d'électrons ē dans la base B de très faible épaisseur (quelques µm) et très peu dopée (peu de trous ou lacunes ⊕). Donc la probabilité de recombinaison des ē ⊖ et des trous ⊕ est faible ($\simeq$ 1 %) et il circule 1 ē et les 99 ē restants (des 100 ē injectés par l'Émetteur) sont accélérés par le champ électrique élevé de la jonction BC (C à + V_{CC}) et passent dans la région N du collecteur).

Le transistor est un composant discret à 3 zones de semi-conducteurs alternées, donc 2 jonctions (*Bipolaire*) et 3 électrodes Émetteur, Base, Collecteur. Sur le symbole graphique la flèche de l'Émetteur indique le sens passant électrique de P → N, ce qui permet de distinguer les 2 types NPN et PNP. Remarquer que E et C sont toujours des semi-conducteurs de même nature soit N (NPN), soit P (PNP).

Tracé de la courbe de réponse $G = g(f)$ *à* $V_e = cte$

On utilise une feuille graduée en semi-logarithmique ou on construit soi-même son échelle des fréquences en logarithmique.

Ex. : Construisez une échelle logarithmique des fréquences dans la gamme [10 Hz; 1 MHz] sur un axe de longueur 200 mm.

Graduation de l'échelle : on a 5 modules de 40 mm chacun.

Module

f : 10 Hz 100 Hz 1 kHz 10 kHz 100 kHz 1 MHz

On a l'équation de calcul : x (mm) = 40 log n où $n_{\log décimal}$ est la cote ou repère de la graduation. Faites les calculs à la machine.

Cote : $n = 1 \ldots 10$

$n = 1$ $f = 10$ Hz $\Rightarrow x = 40 \log 1 = 0$ début de la graduation f

$n = 2$ $f = 20$ Hz $\Rightarrow x = 40 \log 2 \simeq 12$ mm (arrondir les résultats à 10^{-1} mm)

$n = 3$ $f = 30$ Hz $\Rightarrow x = 40 \log 3 \simeq 19{,}1$

$n = 4$ $f = 40$ Hz $\Rightarrow x = 40 \log 4 \simeq 24{,}1$

$n = 5$ $f = 50$ Hz $\Rightarrow x = 40 \log 5 \simeq 28$

$n = 6$ $f = 60$ Hz $\Rightarrow x = 40 \log 6 \simeq 31{,}1$

$n = 7$ $f = 70$ Hz $\Rightarrow x = 40 \log 7 \simeq 33{,}8$

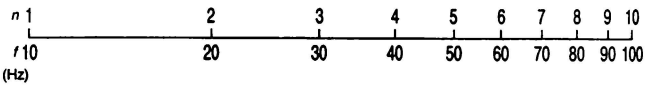
$n = 8$ $f = 80$ Hz $\Rightarrow x = 40 \log 8 \simeq 36{,}1$

$n = 9$ $f = 90$ Hz $\Rightarrow x = 40 \log 9 \simeq 38{,}2$

$n = 10$ $f = 100$ Hz $\Rightarrow x = 40 \log 10 \simeq 40$

Multimètre numérique Doc. Métrix

Ex : module = 40 mm (échelle 2)



Reproduire ensuite les graduations pour les autres intervalles de fréquences [100 Hz; 1 kHz], [1 kHz; 10 kHz] ... [100 kHz; 1 MHz].

Remarque : l'axe vertical des gains en décibel (dB) est graduée en échelle *linéaire.*

TRAVAUX PRATIQUES 2

Transistor bipolaire

CLASSIFICATION DES TRANSISTORS DE RÉCUPÉRATION

1. MONTAGE MAQUETTE D'ESSAIS

Identification du composant

a. Pour des transistors de moyenne puissance faire une partition en 2 classes : NPN et PNP. Comment procédez-vous ? Comment montez-vous les transistors de chaque type sur la maquette (polarités) ?

b. Dans chaque classe constituer des sous-ensembles suivant le β_s : [100; 200],]200; 300],]300; 500] ;]500; 800].

Comment distinguez-vous un transistor au Si, d'un transistor au Ge ?

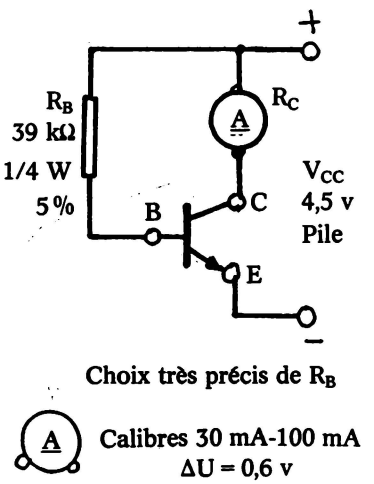


Fig. 1

c. Calculs

1. Calculer I_B et $I_{C\,maxi}$ pour un (mA) cal 30 mA – $\Delta U = 0{,}6$ V, après avoir déduit R_C (résistance interne du mA).

On mesure par exemple $I_C = 20$ mA. Calculer β_s pour un *transistor au silicium.*

2. Mêmes questions, mais pour un *transistor au germanium* avec le même I_C.

Indications sur les calculs

On a :

$$I_B\ (mA) = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B\ (k\Omega)}$$

avec $V_{BE} \simeq 0{,}6$ V pour Si et 0,3 pour Ge.

Résultats

$$R_C = \frac{\Delta U}{\text{calibre}} = \frac{0{,}6}{30 \times 10^{-3}} = 20\ \Omega$$

$$\Rightarrow I_{C\ maxi\ sat} \simeq \frac{V_{CC}}{R_C} \simeq \frac{4{,}5}{20} \simeq 225\ mA$$

pour $T_{(Si)}$:

$$I_B = \frac{4{,}5 - 0{,}6}{39} \simeq 0{,}1\ mA \text{ et } \beta_s = \frac{20}{0{,}1} = 200$$

généralement $\beta_s \in [100; 300]$.

pour les plus faibles puissances, on peut atteindre des β_s de 800 ; pour les puissances élevées β_s est plus faible, < 100.

Refaire les calculs pour $T_{(Ge)}$: on obtient $I_B \simeq 0{,}108$ mA et $\beta_s = 185$.

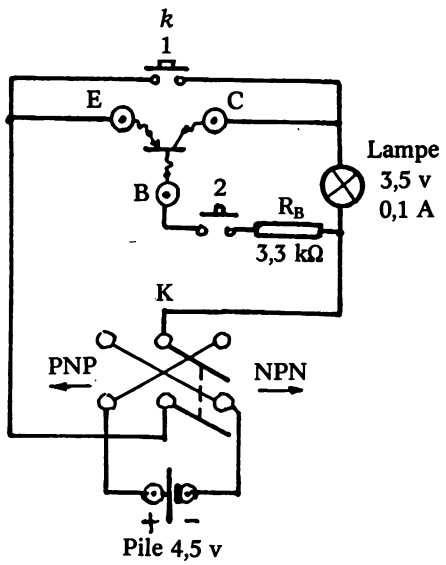
2. MONTAGE D'UNE « BOÎTE-TEST TRANSISTORS »

But

Contrôle des transistors de faible puissance ≤ 1 W.

Expliquez le fonctionnement du dispositif. Calculer I_B et $I_{C\ maxi}$ possible pour T_{Si} et T_{Ge}.

Quel est le β_s minimum nécessaire pour que la lampe s'allume normalement.



Poussoir *k* : ① Test-pile
② Test-transistor

inverseur K : 3 positions
Arrêt - PNP - NPN

Fig. 2 R_B = 3,3 KΩ - 1/4 W - 5 %

Résultats

Pour Ⓢi I_B = 1,18 mA ; $I_{C\ maxi}$ = 129 mA ; $R_{C\ (L)}$ = 35 Ω ; $\beta_{s\ mini} \simeq 85$ (saturation → éclairement $\beta_s = 109_{maxi}$.

Pour Ⓖe I_B = 1,27 mA ; $I_{C\ maxi}$ = 129 mA, $\beta_{s\ mini}$ = 79 et $\beta_{s\ maxi\ sat}$ = 102.

À la suite de ces travaux pratiques, tirer les conclusions pratiques :

1. Pour un échantillonnage de transistors de la même famille (par exemple BC 238), on obtient un $\beta_s \in [100; 800]$. Cela prouve la *dispersion* très importante des caractéristiques et, par conséquent, l'absurdité des calculs de circuits (éléments R, C...) avec toutes les décimales données par votre calculatrice.

Mais en compensation cela permet, *l'interchangeabilité* des composants actifs, sans trop de risques, si l'on respecte bien sûr les limites de fonctionnement non destructif imposées par le constructeur (P_{maxi}, $I_{C\ maxi}$, $V_{BE\ inverse}$).

2. Si vous possédez des transistors de récupération, sans indication ou non répertoriés dans un catalogue, vous pouvez après avoir repérer la base B (à l'aide d'un ohmmètre, d'une lampe-test 4,5 V - 0,2 A) et la structure NPN ou PNP, distinguer l'émetteur E et le collecteur C.

La flèche sur E indique le sens « conventionnel » électrique (inverse du sens réel électronique).

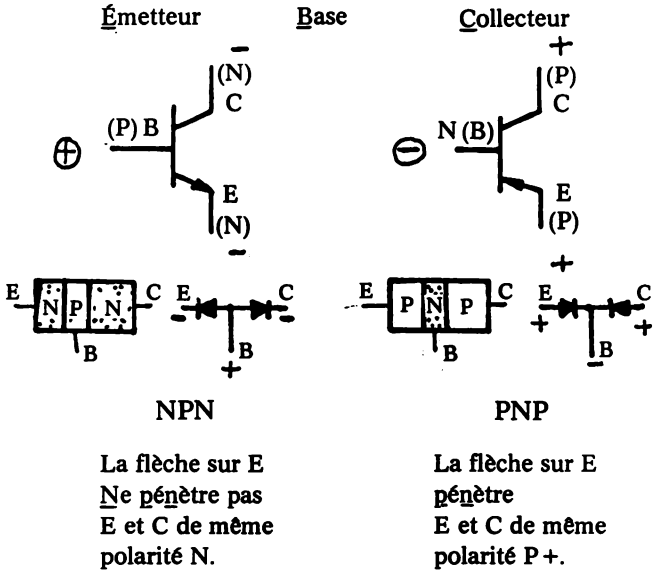


Fig. 3

Faire les essais (TP_2), si on trouve $\beta_s > 100$ avec un NPN, on a effectué le montage normal et l'on repère C au + et E au − V_{CC}. Dans le cas contraire, si β_s *faible* < 10 (après s'être assuré qu'on n'est pas à la saturation), il s'agit du montage *inversé* ou les broches E et C ont été permutées (E au + et C au − V_{CC}), donc I_C faible et β_s faible.

3. Pour un *PNP* il faut *inverser les polarités* de la source, soit E à + V_{CC} et C à − V_{CC}.

4. Pour le repérage de la Base à l'ohmmètre *à pile* se rappeler que l'appareil est générateur donc le + Ω correspond au − A ou − V.

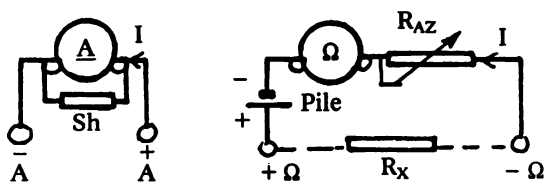


Fig. 4

SUJET N° 1

Bac tech. F3-F2

Manipulation de synthèse

Amplification linéaire AF par transistor monté en Emétteur Commun

1. ÉTUDE DE LA POLARISATION EN CONTINU

Étant donné le transistor *2 N 2219* et son réseau de caractéristiques statiques, on choisit le point de fonctionnement statique P_O (V_{CE_O} = 5 V; I_{C_O} = 5 mA). On impose la tension V_{CC} = 10 V constante. On prévoit l'existence du résistor d'émetteur R_E qui sera découplée par le condensateur C_E dans la suite de la manipulation.

TRAVAIL DEMANDÉ

1.1. Étude graphique

1.1.1. Positionner P_O dans les réseaux de caractéristiques et déterminer les valeurs des résistors de charge R_C et d'émetteur R_E en prenant pour la chute de tension dans R_E, $R_E I_E = \frac{V_{CC}}{10}$. Quel est le rôle de R_E? Choisir les valeurs nominales les plus proches de celles calculées dans la série E_{24} à 5 % et indiquer la puissance des résistors et leur représentation codée (couleurs).

1.1.2. Noter pour P_O les valeurs lues sur les réseaux : V_{CE_O} = 5 V, I_{C_O} = 5 mA, I_{B_O} = ... µA, V_{BE_O} = ... V.

1.1.3. Donner l'équation de la droite de charge $I_C = f(V_{CE})$ en statique (continu) et tracer cette droite (D_C) dans le réseau correspondant.

1.1.4. Calculer les paramètres hybrides h_{21_E}, h_{22_E} et h_{11_E} à l'aide des réseaux et représenter le quadripôle simplifié équivalent au transistor.

1.1.5. Tracer l'hyperbole d'isopuissance pour P = 40 mW.

1.2. Schéma de principe de l'amplificateur

1.2.1. À réaliser avec un transistor monté en émetteur commun « EC » pour le fonctionnement en amplification linéaire aux faibles signaux et en audiofréquences. Prévoir la polarisation de la base par pont de résistors {R_1; R_2}, les condensateurs de liaison pour le « blocage » des composantes continues de polarisation (C_1, C_2) et de découplage C_E de R_E (tels que leur réactance pour la plus basse fréquence à transmettre $f_{Ci\ mini}$ = 100 Hz soit faible par rapport aux résistances $R_{entrée}$ du montage, R_{sortie} et R_E par exemple $X_{CE} \simeq \left(\frac{R_E}{10}\right)$.

1.2.2. Indiquer sur le schéma les sens des courants et des tensions et préciser les valeurs des éléments calculés.

1.2.3. Calculer les valeurs de {R_1; R_2} du pont de polarisation en prenant $I_{pont} = 10\ I_{B_O}$. Donner les V_N à 5 %, puissances, représentation codée des résistors.

1.3. Montage : mesures statiques

Réaliser le montage et vérifier à l'aide des appareils de mesure adéquats si P_O est bien correspondant à celui imposé dans l'étude graphique (dans la limite des tolérances permises sur les composants). Faire varier I_B et vérifier que les divers points de fonctionnement se placent sur (D_C).

2. ÉTUDE DYNAMIQUE

En alternatif sinusoïdal aux faibles signaux délivrés par un générateur BF de $R_{G\ interne}$ = 600 Ω (prévoir R'_G en série pour adapter Z_G à $Z_{entrée}$ de l'amplificateur) :

— Signaux sinusoïdaux ∿ v_e = 80 mV crête à crête *maxi*. On pourra étudier le comportement de l'amplificateur en signaux rectangulaires ⎍⎍ et triangulaires ⩘

— La sortie de l'amplificateur est branchée sur une charge extérieure R_u de 1 kΩ (charge de l'étage suivant ou d'un capteur-transducteur).

2.1. Tracer la droite de charge dynamique (D_a)

sur le réseau de sortie. Déduire graphiquement les gains A_{i_O}, A_{v_O}, A_{p_O} *à vide* sans la charge de 1 kΩ.

— *Tracer la droite de charge équivalente* {R_C // R_u} (D'_a) et déduire A_i, A_v, A_p puis G_i, G_v, G_p (en décibels).

Vérifier à l'aide de la relation :

$$A_v = \frac{u_s}{u_e} = -\frac{\beta}{h_{11}} \cdot \frac{R_u \times R_C}{R_u + R_C}$$

2.2. Étude à l'oscilloscope

Vérifier le fonctionnement à l'oscilloscope pour obtenir une amplification *linéaire* (sans distorsion du signal de sortie) en double voie (v_e et v_s). Relever l'oscillogramme à f = 1 kHz à *vide* puis en *charge* sur R_u = 1 kΩ. Noter la valeur de $\hat{V}_e$ maximale admissible sans distorsion, le déphasage de v_s sur v_e, l'amplification $A_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{\hat{V}_s}{\hat{V}_e}$. Influence de la charge R_u sur l'amplification?

Tracer la caractéristique de transfert $v_s = f(v_e)$ à f = 1 kHz = cte pour $\hat{V}_e < \hat{V}_{e\ maxi}$.

Tracer la courbe de réponse de l'amplificateur sur papier semi-logarithmique G (dB) = $g(f)$ à v_e = cte ($\hat{V}_e$ = ... mV) pour $f \in$ [20 Hz; 1 MHz]. Déduire la bande passante BP = $f_{C_s} - f_{C_i}$ (f_C de fréquence de coupure) à − 3 db (c'est-à-dire telle que $\frac{A_{v\ maxi}}{A_v} = \sqrt{2}$).

Représentez le quadripôle équivalent au montage amplificateur et exploitez-le.

Indications

$$P_{O\ statique} \begin{cases} V_{CE_O} = 5\ V \\ I_{C_O} = 5\ mA \\ I_{B_O} = 25\ \mu A \\ V_{BF_O} \simeq 0{,}76\ V \Rightarrow \text{NPN - Si} \end{cases}$$

$$\beta_s = \frac{I_{C_O}}{I_{B_O}} = \frac{5}{0{,}025} = 200$$

Schéma de montage - Données du constructeur

Transistor 2 N 2219 NPN - Si

P = 0,8 W à 25 °C amb.

$V_{CE\ maxi}$ = 40 V V_{BE} = 6 V

$V_{CE\ sat} \simeq 0{,}4\ V \rightarrow \begin{pmatrix} I_C = 10\ mA \\ V_{CE} = 10\ V \end{pmatrix}$

$1\ V \rightarrow \begin{pmatrix} I_C = 500\ mA \\ I_B = 50\ mA \end{pmatrix}$

Rôle de R_E : permet la stabilisation thermique du montage en amplification linéaire. On a $I_C = \beta I_B + \beta I_O$; I_O est faible mais augmente très vite avec la température. R_E réduit les variations de I_C puisque

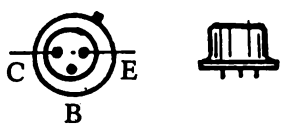
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + R_E} - \frac{R_E}{R_B + R_E} . I_C ;$$

donc si $I_C \nearrow \Rightarrow I_B \searrow$ (contre-réaction) et de même quand β varie (par vieillissement, échange standard du transistor).

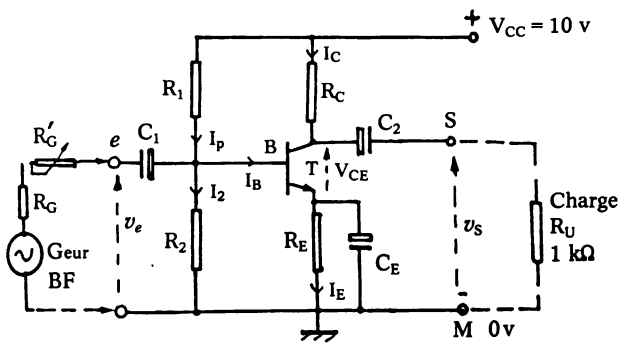
$$\text{On a } V_{BB} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

et $R_B \equiv \{R_1 // R_2\}$.

Boîtier - case métal
$\varnothing$ = 8,5 m
h = 6,5 m



$h_{21_E} = \beta_s \in [100 ; 300]$ à I_C = 150 mA, V_{CE} = 10 V
h_{21_e} (à f = 1 kHz) = 70 à 350 à I_C = 10 mA, V_{CE} = 10 V
$h_{11_E} \in [0{,}2$ à 2 kΩ$]$ I_C = 1 à 10 mA, V_{CE} = 10 à 30 V
h_{11_e} (à f = 1 kHz) = 0,2 kΩ à 1,3 kΩ à I_C = 10 mA, V_{CE} = 10 V
$h_{22_E} = \frac{1}{r_s}$ 5 à 35 µs à I_C = 1 mA, V_{CE} = 30 V
25 à 200 µs à I_C = 10 mA, V_{CE} = 10 V



R_C = 820 Ω - 1/4 W - 5 %
R_E = 180 Ω - 1/4 W - 5 %
R_2 = 7,5 kΩ - 1/4 W - 5 %
R_1 = 33 kΩ - 1/4 W - 5 %
C_1 = 47 µF - C_2 = 22 µF
C_E = 470 µF

Maquette d'étude amplificateur BF

Fig. 1

Calculs

Hypothèse :

$$R_E I_E = \frac{V_{CC}}{10} = 1 \text{ V} \Rightarrow R_E = \frac{1}{5} = 0{,}2 \text{ kΩ}$$

$$I_E \simeq I_C$$

$$R_C + R_E \simeq \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{10 - 5}{5} = 1 \text{ kΩ}$$

$$\Rightarrow R_C = 0{,}8 \text{ kΩ}$$

soit en $V_N - E_{24} - 1/4$ W - 5 % : R_E = 180 Ω
et R_C = 820 Ω.

Pont de polarisation $\{R_1 ; R_2\}$

M marron
G gris
R rouge

R_E

R_C

$$R_2 = \frac{V_{BM}}{I_2} = \frac{1{,}66}{0{,}225} = 7{,}38 \text{ kΩ}$$

avec $I_p = 10\ I_B = 10 \times 0{,}025 = 0{,}25$ mA
et $I_2 = I_p - I_B = 9\ I_B = 9 \times 0{,}025 = 0{,}225$ mA
$V_{BM} = V_{BE} + R_E I_E \simeq 0{,}76 + 0{,}18 \times 5{,}025 \simeq 1{,}66$ V

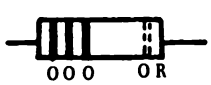
$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{BM}}{I_p} = \frac{10 - 1{,}66}{0{,}25} = 33{,}36 \text{ kΩ}$$

Remarque

$$R_1 + R_2 \simeq \frac{V_{CC}}{I_p} = \frac{10}{0{,}25} \simeq 40 \text{ kΩ}$$

On prendra en V_N - E_{24} - 5 % - 1/4 W
R_2 = 7,5 kΩ et R_1 = 33 kΩ.

R_2



R_1

Vi : violet
Ve : vert
R : rouge
O : orange

Tracé des droites de charge

En statique (polarisation continue) (Dc) d'équation :

$$I_C \text{ (mA)} = \frac{1}{R_C + R_E \text{ (kΩ)}} V_{CE} \text{ (V)} + \frac{V_{CC} \text{ (V)}}{R_C + R_E}$$

soit I_C (mA) $= -\frac{1}{1} V_{CE}$ (V) $+ \frac{10}{1} \Rightarrow I_C = -V_{CE} + 10$

soient les 2 points $\begin{cases} V_{CE} = 0 \Rightarrow I_C = 10 \text{ mA} \\ I_C = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CC} = 10 \text{ V} \end{cases}$

En dynamique (Da) *à vide* sans la R_u de charge (en négligeant l'effet de $r_s \simeq 26$ kΩ sur R_C = 820 Ω. $R_{C \text{ équivalente}} = \{r_s // R_C\} = 794$ Ω), soit $R_{C \text{ équivalente}} \simeq R_C$ (à la tolérance près de 5 % $R_C \in [780 ; 860$ Ω$]$), R_E découplée par C_E est considérée comme un « court-circuit » aux variations, l'équation de (D_a) d'origine P_O est donc :

$$i_C = -\frac{1}{R_C} \text{ (kΩ)}\ V_{CE} \Rightarrow i_C \text{ (mA)} = -\frac{1}{0{,}82} V_{CE}$$

Si on prend V_{CE} = 4 V $\Rightarrow i_C \simeq -4{,}9$ mA d'où les points (1 V ; 9,9 mA) ; (9 V ; 0,1 mA).

(Da) *en charge sur* $R_u \Rightarrow R'_{S \text{ charge équivalente}} = \{R_e // R_u\}$

$$\Rightarrow R'_S = \frac{0{,}82 \times 1}{0{,}82 + 1} \simeq 0{,}45 \text{ kΩ}$$

et $\quad i'_S = -\frac{1}{R'_S} V_{CE} \Rightarrow i'_S = -\frac{1}{0{,}45} V_{CE}$

Si on prend $v_{CE} = 2{,}25$ V $\Rightarrow i'_c = -5$ mA d'où les points (2,75 V ; 10 mA) ; (7,25 V ; 0 mA).

Tracé de ($\mathcal{H}$) hyperbole d'isopuissance pour P = 40 mW

$$\text{On a } P = V_{CE} . I_C \Rightarrow I_C \text{ (mA)} = \frac{40}{V_{CE} \text{ (V)}}$$

V_{CE} (V)	4	5	6	8	10
I_C (mA)	10	8	6,7	5	4

Quadripôle équivalent au transistor en « EC »

Modèle aux variations (i_B, i_C... *notées en minuscules*). Cas des faibles signaux (linéarisation) au voisinage de P_O pour de faibles variations.

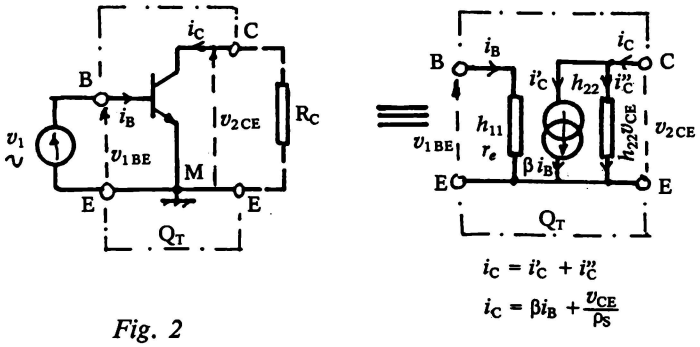


Fig. 2

en générateur de courant

$v_{1_{BE}} = h_{11}.i_B$ (1)

$i_{2_C} = h_{21}.i_B + h_{22}v_{2_{CE}}$ (2)

$$\Rightarrow \begin{cases} v_{1_{BE}} = 2{,}7\ i_B\ (\text{mA}) \\ i_{2_C}\ (\text{mA}) = 225\ i_B + 38 \times 10^{-6} \cdot v_{2_{CE}} \end{cases}$$

$h_{22} \searrow \Rightarrow r_S = \frac{1}{h_{22}} \nearrow$

$h_{22} = 38 \times 10^{-6}$ s $\Rightarrow r_S \simeq 26$ kΩ

en paramètres hybrides h

$h_{11} = \frac{v_{BE}}{i_B} = r_e$ d'entrée du T

(à $v_{CE} = 0$ - sortie en « court-circuit » pour le signal ∿)

$h_{21} = \frac{i_C}{i_B} = \beta$ amplification en courant

(à $v_{CE} = 0$ - sortie en « court-circuit » pour le signal ∿)

$h_{22} = \frac{i_C}{v_{CE}} = \frac{1}{\rho_S}$ conductance de sortie en siemens (S) ρ_S résistance de sortie.

(h_{22} « vue » des bornes de sortie à entrée ouverte à $i_B = 0$)

Remarque

Pour un T de faible puissance à température ambiante 25 °C, on a la relation :

$$r_{e_{EC}} = h_{11_e} \simeq \frac{26\beta}{I_C\ (\text{mA})}$$

soit ici :

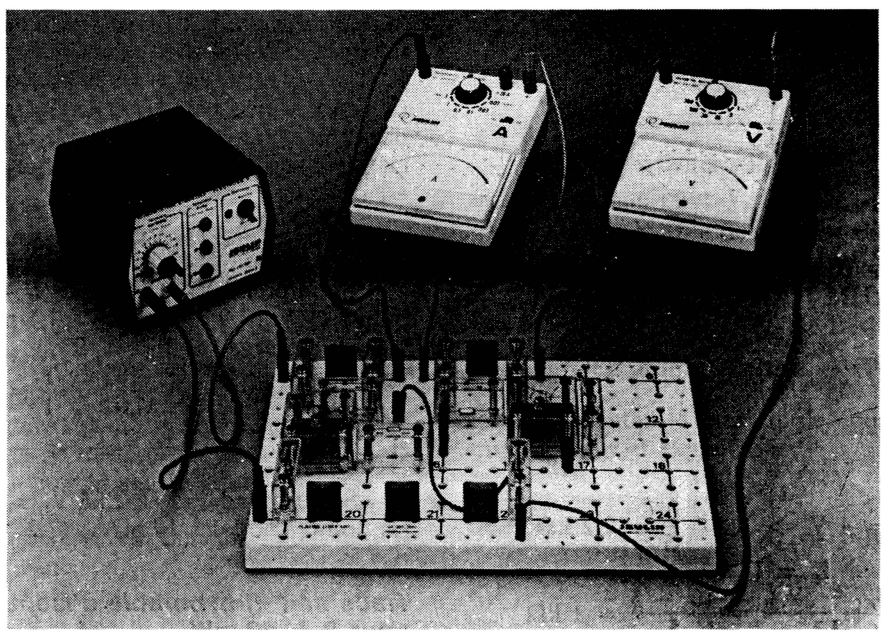
$$r_e \simeq \frac{26 \times 225}{5} \simeq 1{,}2\ \text{k}\Omega$$

au lieu de 2,7 kΩ (détermination graphique peu précise).

Remarque

On « simule » par le modèle équivalent le comportement du transistor dans des conditions de fonctionnement bien définies (faibles signaux, amplification linéaire en dynamique, c'est-à-dire aux variations).

C'est un modèle global en « boîte noire » (quadripôle) qui ne montre pas « l'intérieur » mais rend compte du fonctionnement. Il est très bien adapté aux amplificateurs en *circuits intégrés* de constitution interne complexe et dont le seul intérêt pour l'utilisateur est la connaissance de la caractéristique *de transfert* entrée-sortie (en courant, en tension).



Doc. Jeulin

Montage maquette d'étude

Pour représenter l'étage amplificateur complet, on peut utiliser les 2 schémas équivalents en générateur de courant ou en générateur de tension (modèle de Thévenin) suivants :

$R_p = \{R_1 // R_2\}$ du pont de polarisation et $\{r_e // R_p\} \simeq r_e$

$$P_S = \frac{1}{h_{22}} \gg R_C \left\{ \frac{1}{h_{22}} // R_C \right\} \simeq R_C$$

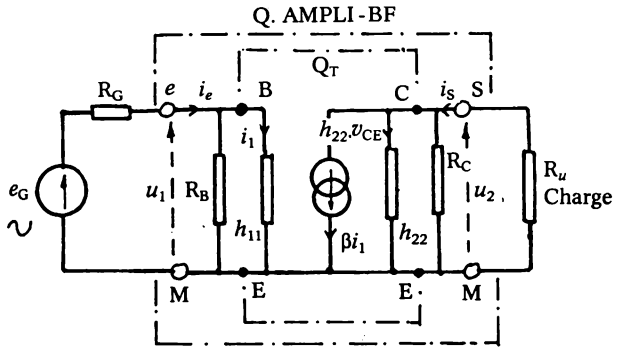


Fig. 3 ①

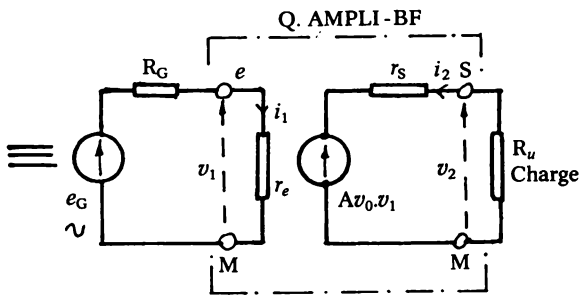


Fig. 4 ②

$$r_e = \frac{v_1}{i_1}$$

$$i_1 = \frac{1}{r_e} v_1$$

$$v_2 = A_{v_0} v_1 + r_s i_2$$

$$v_2 = e \times \frac{r_e}{r_e + R_g}$$

$$v_2 = A_{v_0} . v_1 . \frac{R_u}{R_u + r_s}$$

Remarque

La source V_{CC} et les condensateurs C_1, C_2, C_E sont des « courts-circuits » pour l'alternatif (signaux ∿).

Pour l'étage ampli, on a :

$$A_{v_0} = - R_C . \frac{h_{21}}{h_{11}}$$

ou $A_{v_0} \simeq - R_C \frac{\beta}{r_e}$ A_{v_0} : (amplification à vide)

r_s (résistance de sortie) $r_s \simeq R_C$

$$r_s = \frac{R_C}{1 + h_{22} R_C} \ll 1$$

r_e (résistance d'entrée) $r_e = R_p // h_{11}$

$R_p = \{R_1 // R_2\}$
du pont de polarisation

Hypothèse

$$\frac{1}{h_{22}} \gg R_C$$

d'autre part :

$u_1 = e_G . \frac{r_e}{r_e + R_e}$ avec $r_e = \{R_p // h_{11}\} = \{R_1 // R_2 // h_{11}\}$

et

$$A_v = \frac{u_2}{u_1} = - \frac{\beta}{h_{11}} . \frac{R_u . R_C}{R_u + R_C}$$ charge $\{R_u // R_C\}$

$A_i \simeq h_{21} \simeq \beta$

RÉSULTATS OBTENUS

Par l'étude graphique

On trouve :

$r_e = h_{11_e} \simeq 2{,}7$ kΩ

$\beta = h_{21_e} \simeq 225$

$h_{22_e} \simeq 40$ µs $\Rightarrow P_S = \frac{1}{h_{22}} \simeq 25$ kΩ.

Aux variations

Pour v_e (c à c) = 0,78 − 0,75 = 0,03 V = 30 mV, soit i_B (c à c) = 30 − 20 = 10 µA et i_C (c à c) = 6,2 − 4 = 2,2 mA et v_{S_0} (*à vide* $R_{C\,seul}$) = 5,8 − 4 = 1,8 V (sur D_a) et v_S charge/R_u ($R_C // R_u$) = 5,4 − 4,4 = 1 V (sur D'_a).

On obtient :

$$A_{v_0} = - \frac{v_{S_0}}{v_e} = \frac{1{,}8}{0{,}03} \simeq - 60$$

$$A_v = - \frac{v_S}{v_e} = \frac{1}{0{,}03} \simeq \boxed{- 33}$$

$$A_i = \frac{i_C}{i_B} = \frac{2{,}2}{10 \times 10^{-3}} = 220 \simeq \beta$$

$$A_p = A_v \times A_i \simeq \boxed{7000}$$

Par les calculs à l'aide des relations

On obtient :

$$A v_O = - R_C \frac{\beta}{r_e} = - R_C \frac{h_{21}}{h_{11}} \simeq - 0{,}82 \times \frac{225}{} \simeq \boxed{- 68}$$

$$\Rightarrow G_{v_0} = 20 \log A_v \simeq \boxed{37 \text{ dB}}$$

$A_p \simeq 7000$ à 8000

$$A_v = \frac{u_2}{u_1} = \frac{v_s}{v_e} = - \frac{\beta}{h_{11}} \times \frac{R_u . R_C}{R_u + R_C}$$

$$= - \frac{225}{2{,}7} \times \frac{1 \times 0{,}82}{1{,}82} \simeq - 38 \Rightarrow G_v = 32 \text{ dB}$$

La résistance de sortie de l'amplificateur est :

$$r_s = \frac{R_C}{1 + h_{22} R_C} = \frac{820}{1 + 40 \times 10^{-6} \times 820} \Rightarrow$$

$$\frac{820}{1{,}033} \simeq r_s \simeq 794\ \Omega \simeq R_C \simeq 0{,}8 \text{ kΩ}$$

La résistance d'entrée de l'amplificateur est :

$$r_e = R_p // h_{11} = R_1 // R_2 h_{11}$$

$$\frac{1}{r_e} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{h_{11}} = \frac{1}{33} + \frac{1}{7{,}5} + \frac{1}{2{,}7} \Rightarrow r_e \simeq 1{,}87 \text{ kΩ}$$

$R_1 // R_2 \simeq 6$ kΩ

$\{R_1 // R_2\} // h_{11} \simeq 1{,}86$ kΩ

$$\boxed{\text{soit } r_e \simeq 1{,}9 \text{ à } 2 \text{ kΩ}}$$

Par les mesures à l'oscilloscope étalonné, calibré

A_{v_0}, A_u, r_e, r_S.

Courbe de réponse en fréquence

à ϑ_e = ... $V_{constante} < V_{e\,max}$ (distorsions).

En régime dynamique aux faibles signaux en amplitude on a

$$|A_v| = \frac{\vartheta_C}{\vartheta_e} = g(f) \text{ et } G_{v\,(dB)} = h(f)$$

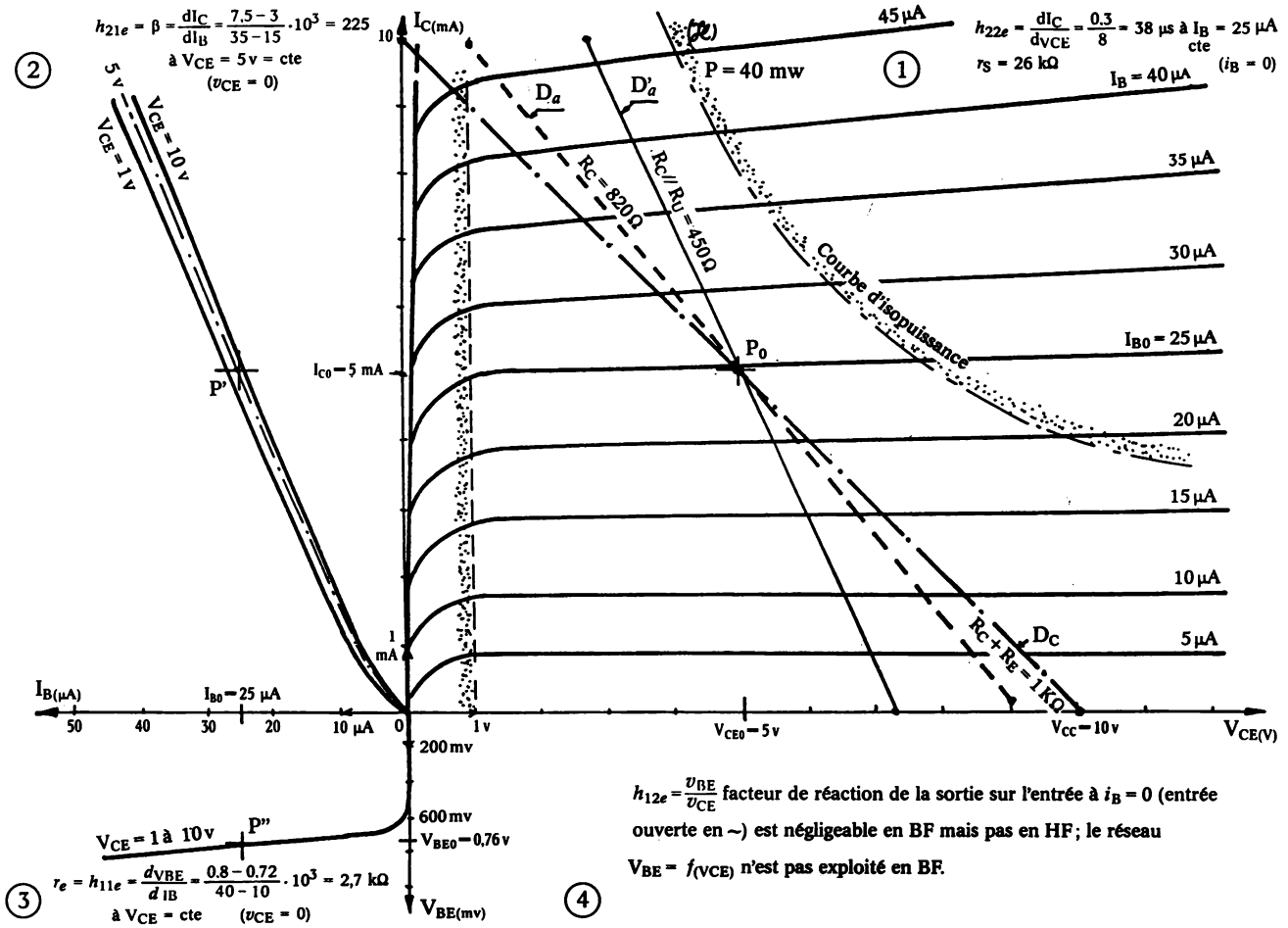


Fig. 5

Le tracé de la courbe de réponse se fait sur papier semi-logarithmique (échelle horizontale de f en logarithmique) pour un affaiblissement de gain de 3 dB, soit G_0 = 0 dB et G_1 = − 3 dB, A_v est divisé par $\sqrt{2}$.

Soit $A_1 = \frac{A_0}{\sqrt{2}} \simeq 0,71\ A_0$.

En effet :

$G_1 = G_0 - 3$ (dB) et $G_0 = 20 \lg |A_0|$, $G_1 = 20 \lg |A_1|$

$\Rightarrow G_0 - G_1 = 3$ dB $= 20 \lg |A_0| - 20 \lg |A_1|$

$\Rightarrow 3_{(dB)} = 20 \lg \left|\frac{A_0}{A_1}\right| \Rightarrow 2 \lg \left|\frac{A_0}{A_1}\right| = 0,3 \simeq \lg 2$;

soit $\lg \left|\frac{A_0}{A_1}\right|^2 = \lg 2 \Rightarrow \left|\frac{A_0}{A_1}\right|^2 = 2$

$\Rightarrow \frac{A_0}{A_1} = \sqrt{2} \Rightarrow A_1 = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$.

Déterminez la bande passante en fréquence B = $f_{Cs} - f_{Ci}$ (f_C est la fréquence de coupure à − 3 db (*i* inférieure, *s* supérieure).

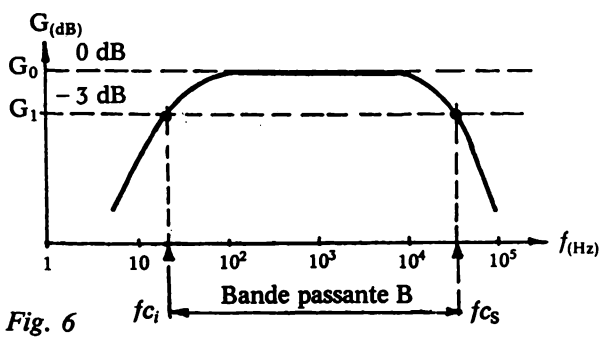


Fig. 6

MESURE N° 4

Le transistor en commutation
Applications : portes logiques

TRAVAUX PRATIQUES 1

1. LE TRANSISTOR EN COMMUTATION - PORTE « NON » - (INVERSEUR)

MONTAGE ①

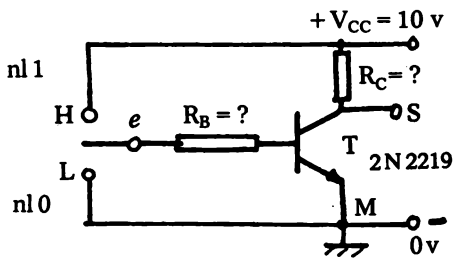


Fig. 1

Préparation

Calculer R_B pour $I_{B\,sat}$ = 1 mA et R_C pour $I_{C\,sat}$ = 10 mA, avec $V_{BE\,sat}$ = 0,7 V et $V_{CE\,sat}$ < 0,1 V.

Mesures

Remplissez le tableau suivant et la table de vérité (TV) en logique positive.

	1	0
	H	L
I_B		
I_C		
V_{BE}		
V_{CE}		
V_{CB}		
V_{CC}		

e	s
0	
1	

Conclusions

Type de fonction logique. Porte? Symbole?

Applications

Traitement du signal en circuits logiques intégrés.

2. ÉTUDE D'UNE PORTE « NAND » (NON-ET) OU ET

Données

T = 2 N 2219; B ∈ [100; 300]
$V_{BE\,sat}$ = 0,7 V, $V_{CE\,sat}$ ≃ 0 V, $I_{C\,sat}$ = 50 mA
Diodes D_1, D_2 au Si, $U_{O\,seuil}$ = 0,7 V Id ≤ 5 mA.

Préparation

Calculer R_D, R_B, R_C.
Utiliser la relation $I_{B\,sat} = \dfrac{K \cdot I_{C\,sat}}{\beta\ mini}$
avec K coefficient de sursaturation = 4.

Montage ②

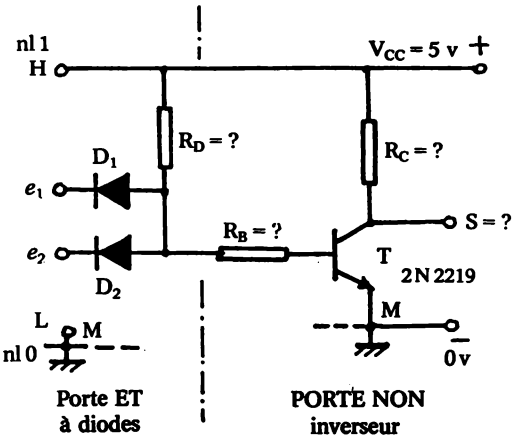


Fig. 2

Mesures et table de vérité

Conclusions.

V_{e_1} (V)	V_{e_2} (V)	e_1	e_2	V_S (V)	S	Type de fonction
0	0	0	0			Équation ?
0	5	0	1			Porte ?
5	5	1	1			Symbole ?
5	0	1	0			États du T

Expliquer le fonctionnement du dispositif.

3. ÉTUDE D'UNE PORTE « NOR » (NON-OU) ou OU

Montage ③

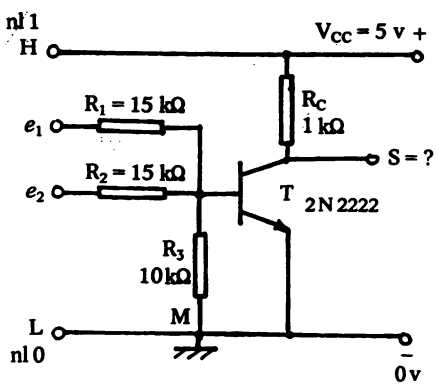


Fig. 3

Données : T 2 N 2222, $\beta_{s\ mini}$ = 100, $V_{BE\,sat}$ = 0,7 V, $V_{CE\,sat}$ < 0,1 V.

— Calculer $I_{B\,sat}$, $I_{C\,sat}$.

— T saturé, mesurer I_B, I_C, V_{BE}, V_{CE}.

Mesures et TV : conclusions.

e_1	e_2	V_{CE}(V)	S	États du T	Conclusions
0	0	5			Type de fonctions ?
0	1	0,1			Équation ?
1	1	0,1			Porte ?
1	0	0,1			Symbole ?

Expliquer le fonctionnement.

Indications

À ne regarder qu'après avoir répondu aux questions posées

① $R_B\ (k\Omega) = \dfrac{V_{CC} - V_{BE\ sat}}{I_{B\ sat}\ (mA)} = \dfrac{10 - 0,7}{1} = 9,3\ k\Omega$

soit la V_N : $R_B = 10\ k\Omega$ - 1/4 W - 5 %.

$$R_C\ (k\Omega) = \frac{V_{CC} - V_{CE\ sat}}{I_{C\ sat}} \simeq \frac{10}{10} \simeq 1\ k\Omega$$

soit la V_N : $R_C = 1\ k\Omega$ - 1/4 W - 5 %.

	1	0
	H	L
I_B (mA)	1	0
I_C (mA)	10	0
V_{BE} (V)	0,7	0
V_{CE} (V)	0,05	10
V_{CC} (V)	10	10
	T saturé	T bloqué

Table de vérité

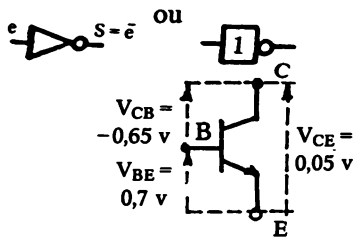
e	s
0	1
1	0

$s = \bar{e}$ «complémentation»

Fonction «non» ou «pas» - le transistor est un «inverseur» porte «non» ou inverseur.

Symboles

ou



② On a :

$$I_{B\ sat} = \frac{k I_C}{\beta_{mini}} = \frac{4 \times 50}{100} = 2\ mA$$

$$R_D + R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE\ sat}}{I_{B\ sat}} \simeq \frac{5 - 0,7}{2} \simeq 2,2\ k\Omega$$

quand T saturé, c'est-à-dire D_1 et D_2 bloqués, si $e_1 = e_2 = 1$ (au niveau H + 5 V) et :

$$I_{C\ sat} \simeq \frac{V_{CC} - V_{CE\ sat}}{R_C} \simeq \frac{V_{CC}}{R_C}$$

$$\Rightarrow R_C \simeq \frac{V_{CC}}{I_{C\ sat}} = \frac{5}{50} = 0,1\ k\Omega$$

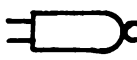
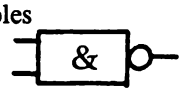
$R_C = 100\ \Omega$ - 1/2 W - 5 %

quand e_1 ou $e_2 = 0$ (au niveau L = 0 V) D_1 ou D_2 conductrice et T bloqué, on a :

$$R_D = \frac{5 - 0,7}{5} = 0,86\ k\Omega$$

soit : $R_D = 1\ k\Omega$ - 1/4 W - 5 %,
donc : $R_B = 1\ k\Omega$ - 1/4 W - 5 %

non-et ou $\overline{\text{et}}$ Symboles

porte «NAND»  ou 

V_{e_1}(V)	V_{e_2}(V)	e_1	e_2	V_S (V)	S	Fonction
0	0	0	0	5	1	NAND
0	5	0	1	5	1	$S = \overline{e_1 \cdot e_2}$
5	5	1	1	0,1	0	
5	0	1	0	5	1	

Dès qu'une entrée au moins est à 0, la sortie est à 1 :
$S = \bar{e_1} + \bar{e_2} = \overline{e_1 \cdot e_2}$ (théorème de De Morgan).

③ Calculs :

$$I_{B\ sat} = \frac{5 - 0,7}{15} = 0,07 \simeq 0,1\ mA$$

si e_1 ou $e_2 = 1$ (au potentiel 5 V)

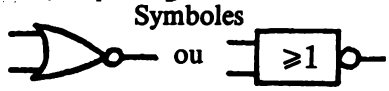
$$I_{C\ sat} \simeq \frac{5}{1} \simeq 5\ mA$$

Mesures :

I_B	I_C	V_{BE}	V_{CE}
0,2 mA	5 mA	0,7 V	0,05 V

e_1	e_2	V_{CE}(V)	S	États du T	Fonction
0	0	5	1	bloqué	NOR
0	1	0,1	0	saturé	$S = \overline{e_1 + e_2}$
1	1	0,1	0	saturé	
1	0	0,1	0	saturé	

non-ou ou $\overline{\text{OU}}$ ou NI (ni e_1, ni e_2)
porte NOR Symboles



Dès qu'une entrée au moins est à 1, la sortie est à 0 :
$S = \bar{e_1} \cdot \bar{e_2} = \overline{e_1 + e_2}$

ÉTUDE DES PORTES LOGIQUES : MONTAGES DE BASE À COMPOSANTS DISCRETS

Rappels

Les familles de circuits logiques utilisent différentes technologies à composants discrets et à *circuits intégrés*. Leur conception relève de la microélectronique.

On rencontre les types TTL (Transistor - Transistor Logic à multi-émetteur) encore utilisés mais à forte dissipation (quelques centaines de mW) mais les plus utilisés actuellement sont les familles de type MOS et CMOS (Complementary MOS) [à faible dissipation ≃ 10 nW et grande impédance d'entrée]. Une des dernières famille est le type I^2L (logique à Implantation Ionique) à grande vitesse de travail. Les familles de type RTL (Resistor Transistor Logic) et DTL (Diode Transistor Logic) sont périmées, mais ont un intérêt pédagogique permettant d'introduire ici l'électronique numérique.

LES FONCTIONS LOGIQUES CLASSIQUES

Désignation	TV	Symboles norme C 03-108	Symboles Américaine
OUI (égalité)	E | S 0 | 0 1 | 1 équation : S = E	entrée sortie E S	1
NON pas, inversion complémentation	E | S 0 | 1 1 | 0 $S = \overline{E}$ lire : E barre ou non E	E 1 S Symbole de la négation	1
ET *And*, intersection ∩ produit logique	E_1 | E_2 | S 0 0 0 0 1 0 1 1 1 1 0 0 $S = E_1 \cdot E_2$ lire : et	E_1 & S E_2 S = 0 si l'une au moins des entrées est à 0. S = 1 si toutes les entrées sont à 1.	
OU (inclusif) *OR*, somme logique union ∪	E_1 | E_2 | S 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1 0 1 $S = \overline{E_1} \cdot \overline{E_2}$ $S = E_1 + E_2$ lire : OU	E_1 ⩾1 S E_2 S = 1 si l'une au moins des entrées est à 1. Le signe ⩾1 signifie d'ailleurs que S = 1 si l'une ou plus d'une entrée est à 1.	
NAND non ET (*n*ot And) $\overline{ET}$	E_1 | E_2 | S 0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 0 1 $\overline{S} = E_1 \cdot E_2$ $S = \overline{E_1} \cdot \overline{E_2}$ $S = \overline{E_1} + \overline{E_2}$ Théorème de De Morgan : $\overline{E_1 \cdot E_2} = \overline{E_1} + \overline{E_2}$	E_1 & S E_2 ET NON Dès qu'une entrée au moins est à 0, la sortie est à 1. *Ex.* : en circuits intégrés digitaux (CID) dans la série 4000, on trouve : le 4011 à 4 NANDS à 2 entrées et le 4012 à 2 NANDS à 4 entrées.	
NOR non OU (*n*ot *OR*) $\overline{OU}$, NI	E_1 | E_2 | S 0 0 1 0 1 0 1 1 0 1 0 0 $\overline{S} = E_1 + E_2$ $S = \overline{E_1 + E_2}$ $S = \overline{E_1} \cdot \overline{E_2}$ Théorème de De Morgan : $\overline{E_1 + E_2} = \overline{E_1} \cdot \overline{E_2}$	E_1 ⩾1 S E_2 OU NON Dès qu'une entrée au moins est à 1, la sortie est à 0. *Ex.* : En CID, dans la série 4000, on trouve : le 4001 à 4 NOR 2 entrées et le 4002 à 2 NOR 4 entrées.	
OU (exclusif) EXOR	E_1 | E_2 | S 0 0 0 0 1 1 1 1 0 1 0 1 $S = E_1 \oplus E_2$ $S = E_1 \oplus E_2$ $= E_1\overline{E_2} + \overline{E_1}E_2$	=1 E_1 S E_2 S est à 1 si un *nombre impair* des entrées est à 1.	
EXNOR non OU exclusif	E_1 | E_2 | S 0 0 1 0 1 0 1 1 1 1 0 0 $S = \overline{E_1 \oplus E_2}$ $S = \overline{E_1 \oplus E_2}$ $= E_1E_2 + \overline{E_1}\overline{E_2}$	E_1 S E_2 S est à 0 si un *nombre impair* des entrées est à 0.	

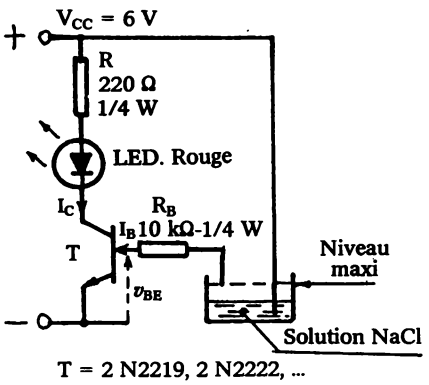
MESURE N° 5

Les montages à transistors

Étude des montages simples d'initiation réalisés en TP.

TRAVAUX PRATIQUES 1

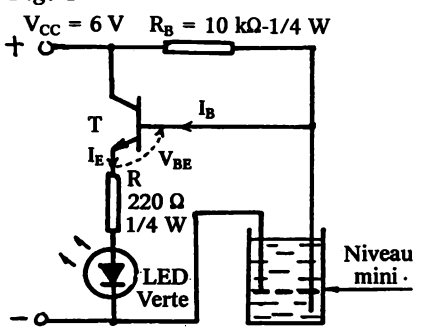
Détecteurs de niveaux d'un liquide



T = 2 N2219, 2 N2222, ...

ⓐ Détecteur de niveau maxi

Fig. 1



ⓑ Détecteur de niveau mini

Fig. 2

Expliquer le fonctionnement des dispositifs détecteurs de niveau.

Mesurer : $V_{CE\ sat}$ = 0,1 V
$V_{BE\ sat}$ = 0,7 V
V_{LED} = 1,7 V
I_C = 20 mA
I_B = 0,5 mA

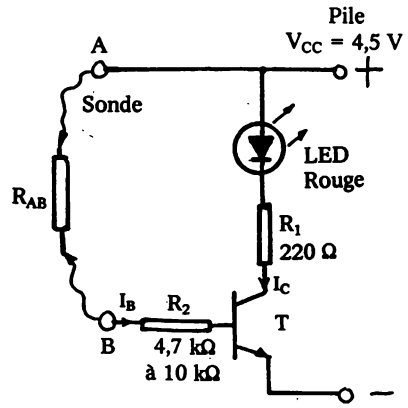
LED rouge : 1,7 V - 20 mA - verte : 1,8 V.

Remarque

On peut remplacer R_B par un potentiomètre et régler pour que la lampe LED s'allume (dépend de la conduction du liquide), ou rapprocher les électrodes dans le récipient.

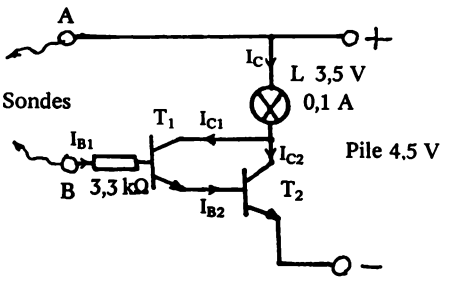
TRAVAUX PRATIQUES 2

Testeur de conductibilité des corps



Montage ①

Fig. 3



T_1 = 2 N930
T_2 = 2 N2219

Montage ② - Type Darlington

Fig. 4

① T_{NPN} à β faible puissance ≤ 1 W
2 N 2219, 2 N 2222, BC 109, 108, 107, 239... ② plus sensible car $\beta = \beta_1 \times \beta_2$

Expliquer le fonctionnement des dispositifs testeurs de conductibilité.

Essais sur matériaux isolants, conducteurs, liquides, corps humain (et plusieurs élèves en « boucle » fermée), ...

Mesures : A et B reliées, mesurer I_C, I_B ; placer R_{AB} variable > 1 MΩ et mesurer pour quelle valeur de R_{AB} L s'éteint.

Montage ② : mêmes mesures et calculer I_B (sondes A et B reliées) avec $V_{B_1E_2} \simeq 1{,}4$ V.

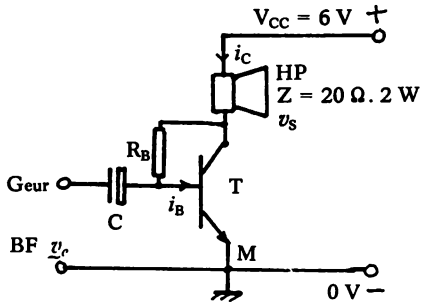
Déduire $\beta = \frac{I_C}{I_B}$, β_1 et β_2 et constater que $\beta = \beta_1 \times \beta_2$.

Remarque

Le montage ② peut servir de détecteur d'humidité... l'ami de vos plantes d'appartement, en supprimant la R_B de 3,3 kΩ et en enfonçant les sondes A et B dans la terre du pot. On règle la distance entre A et B (2 clous) pour que L s'allume lorsque la terre est humide et s'éteigne lorsque la terre est sèche. Ce même montage peut être aussi utilisé comme détecteur de niveau maxi de remplissage d'un récipient (voir TP ①).

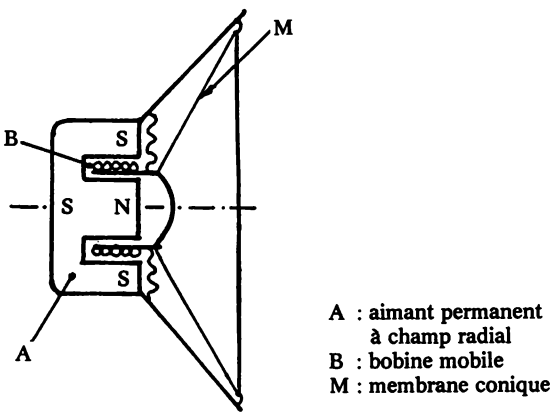
TRAVAUX PRATIQUES 3

Amplificateurs BF avec HP



R_B = 3,3 kΩ à 4,7 kΩ
C = 10 µF-25 V

Fig. 5



Haut-parleur électro-dynamique

Fig. 6

Prendre $V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2} \simeq 3$ V

soit $I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_{HP}} = \frac{3}{20} = 150$ mA

Rappeler le fonctionnement d'un HP (Haut-Parleur). (Transducteur électroacoustique).

PRINCIPE

— Action d'une induction $\vec{B}$ sur un courant I : loi de Laplace F = NBIℓ si I varie ⇒ F varie et déplacement longitudinal de la membrane → naissance d'ondes sonores.

— Réversibilité : microphone électrodynamique (moteur ↔ générateur).

TRAVAUX PRATIQUES 4

Amplificateur BF avec capteur et transducteur (chaîne sonore)

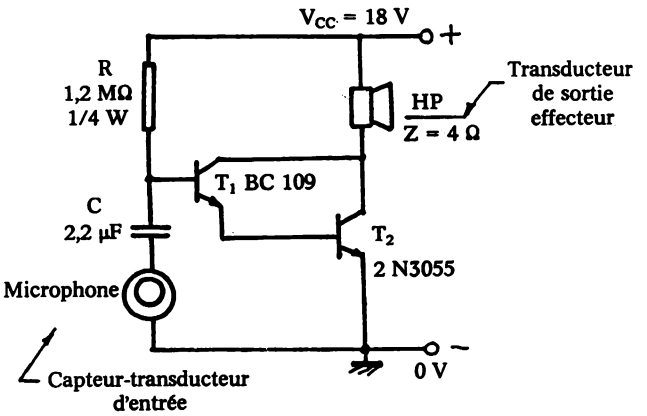
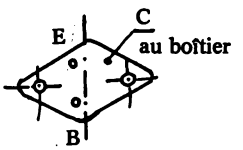


Fig. 7



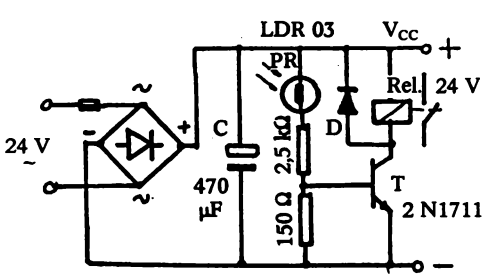
2 N3055

NPN-Si P_m = 100 W
V_{CE} = 60 V I_{CM} = 4 A

{T_1, T_2} montage Darlington
Caractéristiques : P ≃ 3 W G = 45 dB
$V_{CE_0} \simeq \frac{V_{CC}}{2} \simeq 9$ V (P_0 repos)

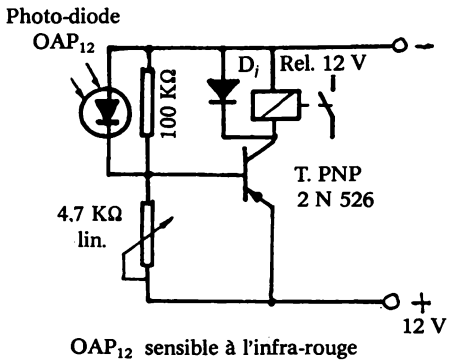
TRAVAUX PRATIQUES 5

Montages opto-électroniques (à composants photo-sensibles)

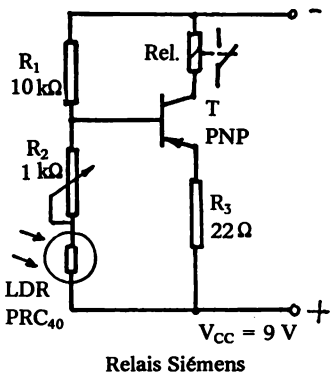


ⓐ à photo-résistor LDR

Fig. 8



Ⓑ à photo-diode



Ⓒ à photo-résistor

Fig. 9 *Fig. 10*

Expliquez le fonctionnement des dispositifs. Essais. Mesures. Applications possibles.

MANIPULATION PRÉALABLE

Identification d'un photo-résistor, comportement en fonction de son éclairement, propriété caractéristique.

R obscurité = > 1 MΩ
R en lumière jour = ?
R éclairage artificiel = ?

TRAVAUX PRATIQUES 6

Montages à photo-résistor (PR ou LDR)

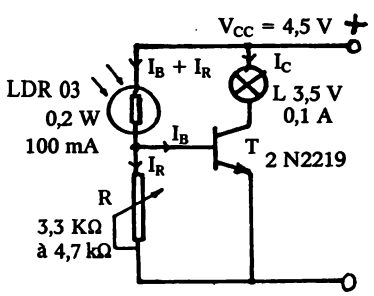


Fig. 11

Ajuster R pour éclairement de L quand la LDR est éclairée.

Ex. : détecteur de flamme.

Remarque

On peut remplacer L par une LED rouge en série avec R de 220 Ω - 1/4 W.

Si on remplace la LDR par une *CTN*, on obtient un dispositif thermostatique (commandé par température) détecteur d'élévation de température.

Dans l'obscurité L est ...?... pourquoi ?

LDR éclairée L est ...?... pourquoi ?

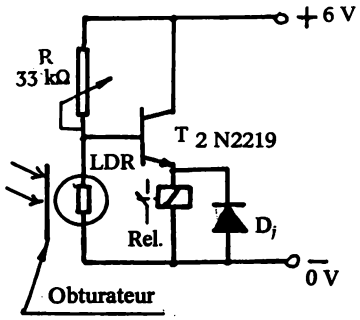


Fig. 12

Ajuster R pour l'excitation du relais quand le faisceau lumineux est coupé.

Suivant l'utilisation, on peut utiliser un relais à fermeture ou à ouverture.

Détecteur de passage (ou d'obscurité). Fonctionnement ?

Commande par coupure du faisceau lumineux.

Remarque

Le REL peut être monté dans E ou dans C. Rôle de D_j ?

On peut remplacer le REL par une LED en série avec 220 Ω - 1/4 W.

APPLICATIONS

Éclairage public, comptage d'objets, commande escalier roulant, ouverture de porte, ...

TRAVAUX PRATIQUES 7

Tests de contrôle

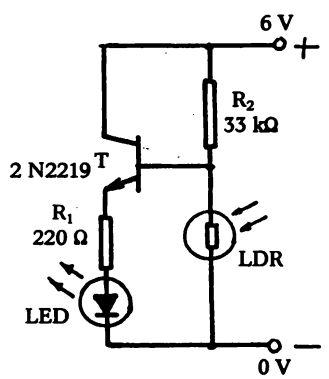


Fig. 13

Question : Quand la LDR est éclairée : la LED s'allume - s'éteint ? Applications : ...

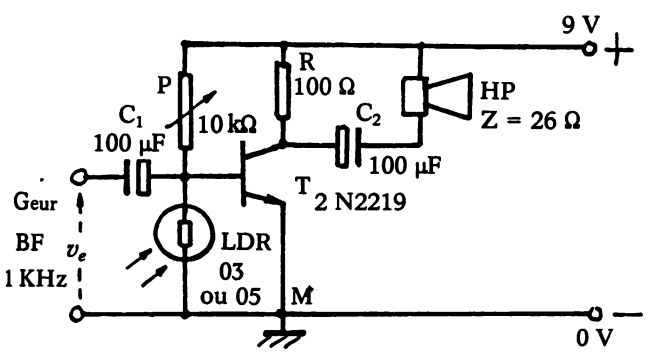


Fig. 14

Détecteur de passage (ou d'obscurité)

Expliquer le fonctionnement du dispositif.

Questions :

Quand la LDR est éclairée T est ...?...

Quand le passage de personne ou quand la lumière baisse le son au HP ...?...

TRAVAUX PRATIQUES 8

Montages thermoélectroniques : à composants thermosensibles CTN, CTP, ...

MONTAGE D'ÉTUDE

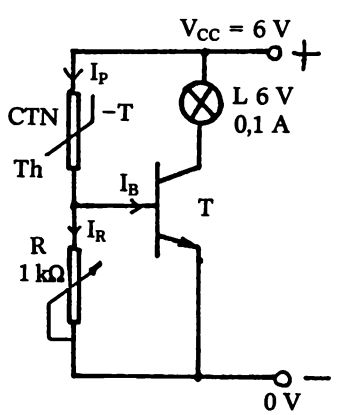


Fig. 15

Calculs

pour R_{Th} = 10 kΩ à 25 °C, 3 kΩ à 50 °C

T (Si) : β = 200 I_C = 0,1 A L allumée V_{BE} = 0,6 V.

Calculer I_B

I_R

I_p

Déduire R quand T conducteur pour que L s'allume si θ = 50 °C.

Réponse

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{100}{200} = 0{,}5 \text{ mA et } I_R = \frac{V_{BE}}{R} = ?$$

mais

$$I_p = I_R + I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_{Th}} = \frac{6 - 0{,}6}{3} \simeq 1{,}8 \text{ mA}$$

et

$$I_R = I_p - I_B = 1{,}8 - 0{,}5 = 1{,}3 \text{ mA}$$

donc :

$$R = \frac{V_{BE}}{I_R} = \frac{0{,}6}{1{,}3} \simeq 0{,}46 \text{ kΩ}$$

On prendra R ≃ 470 Ω normalisée.

Pour l'essai, utiliser un potentio de 1 kΩ que l'on ajustera pour la température donnée θ = 50°, afin que L s'allume.

Applications

Voyant lumineux pour surveiller la température de l'eau d'un radiateur auto.

DISPOSITIF THERMOÉLECTRONIQUE DE COMMANDE DE FOUR

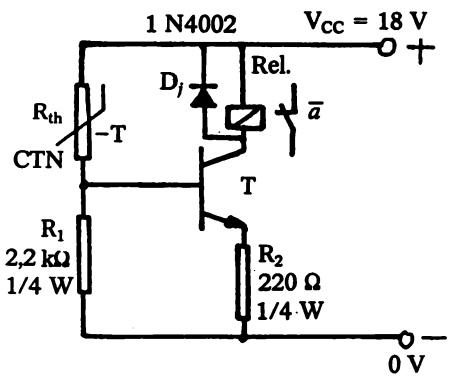


Fig. 16

Relais = 680 Ω, I_e = 10 mA/7 V

e enclenchement I_d = 3 mA/2V

d déclenchement I_n = 18 mA/12 V

CTN/disque - RTC 642 - 11104 - 0,5 W R 25 °C = 100 kΩ ± 20 %.

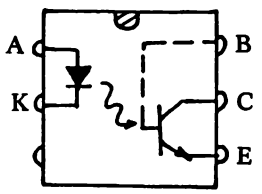
SUJET N° 1 *Bac. F2*

Caractéristiques et utilisation d'un optocoupleur

1. INTRODUCTION

Un optocoupleur est l'association dans un seul boîtier d'une diode électroluminiscente (LED) et d'un phototransistor, placés en regard l'un de l'autre, mais isolés électriquement. Du point de vue électrique l'optocoupleur sera considéré comme un quadripôle dont les 2 bornes de sortie sont les bornes C et E du phototransistor et les 2 bornes d'entrées sont les bornes A et K de la LED. La base du transistor ne sera pas utilisée et laissée en « l'air » dans toute la suite de la manipulation.

Schéma des connexions d'un optocoupleur et valeurs limites



Brochage :
boîtier vu de dessus

$I_{D\,maxi}$ = 10 mA (en direct) ; $V_{D\,maxi}$ = 2 V (en direct) pour la LED.

$I_{C\,maxi}$ = 50 mA ; $V_{CE\,maxi}$ = 25 V pour le transistor.

2. RELEVÉ DES CARACTÉRISTIQUES STATIQUES

Montages

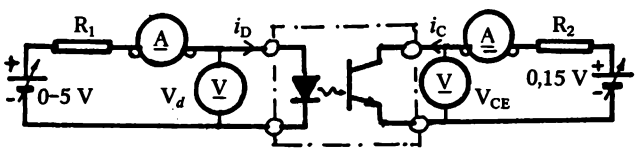


Fig. 1

Déterminer les valeurs de R_1, R_2 qui conviennent d'après les valeurs limites du type d'optocoupleur utilisé.

Mesures

Effectuer les mesures indiquées dans le tableau ci-dessous.

I_D (mA)	V_D (V)	i_C (mA) pour V_{CE} =				
		0,5 V	1 V	2 V	5 V	10 V
0,1						
1						
2						
3						
4						
5						

Tracer les caractéristiques : $i_D = f(V_D)$ et $i_C = f(V_{CE})$ pour chaque valeur de I_D (6 courbes sur la même feuille) et $i_C = f(i_D)$ à V_{CE} = 2,5 V.

Exploitation des caractéristiques : on désire déterminer quelques paramètres « petits » signaux de l'optocoupleur étudié pour le point de repos défini par I_{C_0} = 1,5 mA et V_{CE_0} = 2,5 V.

— Donner les valeurs correspondantes de I_{D_0} et V_{D_0}.

— Déterminer la résistance d'entrée :

$$r_e = \frac{v_d}{i_d}.$$

à quoi correspond cette résistance ?

— Déterminer le gain en courant :

$$k = \frac{i_c}{i_d} \text{ (à } v_{ce} = 0,\ V_{CE} = \text{cte)}.$$

— Estimer l'ordre de grandeur de la résistance de sortie :

$$\rho = \frac{v_{CE}}{i_c} \text{ (à } i_d = 0).$$

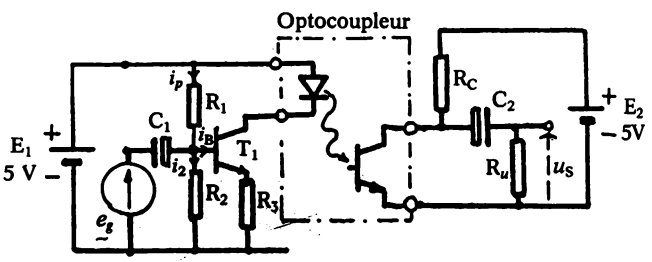
i_d, v_d, i_c, v_{CE} représentent des petites variations des grandeurs autour des points de repos correspondants.

3. UTILISATION

Transmission optique des signaux

Montage

La tension de sortie u_s est modulée par le signal d'entrée e_g par transmission optique (isolement galvanique des circuits d'entrée et de sortie).



R_1 = 3,3 KΩ R_2 = 1,6 KΩ R_3 = 470 Ω
C_1 = 10 µF C_2 = 10 µF R_4 = 10 KΩ

Fig. 2

3.1. On admet pour le T_1 de commande $\beta_0 > 100$ et $V_{BE} \simeq 0,7$ V ; déduire le courant de repos I_{D_0} de la LED.

3.2. Calculer la valeur de R_C du photo-transistor qui le polarisera à V_{CE} = 2,5 V au repos.

3.3. Réaliser le montage et relever les tensions et courants réellement obtenus, au repos : I_{D_0}, V_{D_0}, I_{CE_0}, V_{CE_0}.

3.4. *Essai en alternatif* : On dispose à l'entrée du montage un générateur BF sinusoïdal réglé de telle sorte que e_g (V) = g (t) = 0,1 sin 6218 t.

Quelle est la fréquence du signal ? Sa valeur efficace ?

— Mesurer la valeur efficace de la tension de sortie du montage et le rapport de transfert de la transmission :

$$A = \frac{v_{s\,\text{eff}}\ \text{(sortie)}}{v_{e\,\text{eff}}\ \text{(entrée)}}$$

SUJET N° 2 *Bac. F3*

Étude d'une interface d'entrée « comptage » pour microprocesseur

Montage

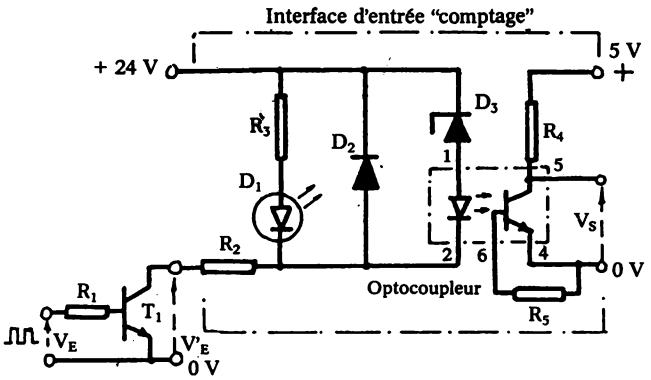


Fig. 1 T_1 Transistor de sortie du capteur d'impulsion

R_1 = 1 kΩ - 1/4 W
R_5 = 10 kΩ - 1/4 W
D_1 = LED TIL 220
D_2 = 1 N 4148
D_3 = DZ 6,2 V - 1/2 W
T_1 = 2 N 2222 A
Optocoupleur = TIL 111

V_E signal rectangulaire, amplitude 5 V, f variable fourni pour la mesure par générateur BF.

1. PRÉPARATION

1.1. D_1 sert à visualiser l'état de V_E, D_2 protège les LED en cas d'inversion de polarités, D_3 élève le seuil de conduction de la LED de l'optocoupleur.

Expliquer l'état de V_S quand V_E = 0 V ; V_E = + 5 V.

1.2. Avec les points de fonctionnement suivants :

T_1 2 N 2222 A : $V_{CE\ sat} \simeq 0{,}1$ V ; LED D_1 : $I_d \simeq 16$ mA et $V_{AK} \simeq 1{,}6$ V.

Optocoupleur : LED : $I_d \simeq 20$ mA ; $V_{AK} \simeq 1{,}2$ V
phototransistor : $V_{CE\ sat} \simeq 0{,}15$ V ; $I_{C\ sat} \simeq 5$ mA.

Déterminer les valeurs de R_2, R_3, R_4 (série normalisée E_{12}).

2. EXPÉRIMENTATION

2.1. Vérifier le fonctionnement de l'interface et relever pour V_E = 5 V ; pour T_1 : V_{CE} et I_C ; pour D_1 : I_d et V_{AK} ; pour l'optocoupleur : LED - I_d et V_{AK} ; phototransistor : V_{CE} et I_C.

2.2. Avec V_E signal ⎍⎍⎍ amplitude 5 V, fourni par G_{BF}, relever le signal de sortie à l'oscillo : $V_S = g(f)$ (ou avec multimètre numérique). Tracé de la courbe sur papier semi-logarithmique pour $f \in$ [10 Hz ; 100 kHz].

2.3. Le montage commande des circuits logiques dont les plages de niveaux logiques sont : « 1 » → 4 à 5 V ; « 0 » → 0 à 1 V.

Déterminer la « bande passante » de l'interface (en déterminant la f à partir de laquelle le niveau du signal devient < 4 V).

TRAVAUX PRATIQUES 1

Dispositif d'alarme à commande opto-électronique avec temporisation

1. MONTAGE : À RÉALISER

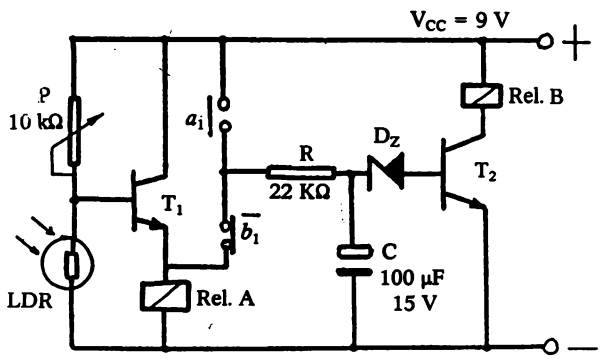


Fig. 1

T_1, T_2 2 N 2219... ; P ≃ 1 W - NPN - Si ; β = 70 à 100 (en commutation) ;

A, B relais EM ; 2 pos. repos/travail ; alimentation 6 V à 9 V. $I_{enclenchement} \simeq 10$ mA ;

LDR photorésistor ; LDR 03... 05... ; R relais < 900 Ω ;

D_Z diode Zéner ; V_{Z_T} = 4,3 V ; P = 0,5 W.

2. EXPLIQUEZ LE FONCTIONNEMENT DU DISPOSITIF D'ALARME

Indications

a - *Fonction mémoire :* quand LDR *occultée* → T_1 se sature donc relais A excité, a_1 se ferme et relais A auto-alimenté par $\bar{b}_1$ fermé reste en position travail même si la LDR est alors éclairée.

b - *Fonction temporisation par RC :* quand a_1 se ferme, C se charge par R et lorsque $u_C > V_Z + V_{BE_{T2}}$ c'est-à-dire $u_C > 4{,}3 + 0{,}6$, soit 4,9 V → T_2 se sature et relais B excité passe en position travail donc $\bar{b}_1$ s'ouvre, le relais A n'est plus alimenté, a_1 s'ouvre.

Le réglage de la constante de temps donc du temps de temporisation se fait par C ou par R, mais si R a une valeur trop élevée $I_{B_{T2}}$ est trop faible et T_2 ne peut plus se saturer.

On utilise les contacts a_2 du relais A pour faire fonctionner une alarme sonore le temps t (de temporisation) après que le faisceau éclairant la LDR a été occulté.

Calculer R_{maxi} permettant l'enclenchement du relais B et vérifier si la valeur choisie convient.

Déterminer le temps t de temporisation du dispositif avec les valeurs de R et C indiquées sur le schéma. On pourra se servir des *courbes universelles* de charge d'un condensateur ou appliquer directement la relation :

$t = RC \operatorname{Log}_e \dfrac{V_{CC}}{V_{CC} - u_c}$ (que l'on essaiera de démontrer).

Quelle doit être la valeur normalisée de C la plus proche permettant une temporisation de 3 secondes ?

Indications

Calcul de R_{maxi} pour que le relais B s'enclenche. A l'enclenchement pour $I_C = I_{enclenchement} = 10$ mA (en fin de charge de C, on a $I_{Condensat} \simeq 0$) et $I_R \simeq I_{B_2} \Rightarrow V_R$

$RI_{B_2} = V_{CC} - u_c = 9 - 4{,}9 = 4{,}1$ V

donc :

$$I_{B_2} = \frac{I_C}{\beta_{mini}} \simeq \frac{10}{70} \simeq 0{,}14 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow R_{maxi} \simeq \frac{V_B}{I_{B_2}} = \frac{4{,}1}{0{,}14} \simeq 29 \text{ k}\Omega$$

On prendra la VN indiquée sur schéma R = 22 kΩ - 1/4 W - 5 %.

Calcul de t *de temporisation :*

La constante de temps τ (s) (ou θ) = RC (MΩ) (μF) = 0,022 × 100 = 2,2 s.

Sur la courbe universelle de charge, on lit pour :

$$y = \frac{u_c}{E} = \frac{4{,}9}{9} = 0{,}544 \Rightarrow x = \frac{t}{\tau} \simeq 0{,}78^+$$

$\Rightarrow t \simeq 0{,}78 \times 2{,}2 \simeq 1{,}7^+$ s.

— Par le calcul :

$$t = RC \text{ Log}_e \frac{V_{CC}}{V_{CC} - u_c} = 2{,}2 \text{ Log}_e \frac{9}{9 - 49} \simeq 1{,}7 \text{ s}$$

La relation ci-dessus est tirée de :

$$u_c = V_{CC}(1 - e^{-\frac{t}{R_C}}) \Rightarrow 1 - e^{-\frac{t}{R_C}} = \frac{u_c}{V_{CC}}$$

$$\Rightarrow e^{-\frac{t}{R_C}} = \frac{V_{CC} - u_c}{V_{CC}}$$

$$\Rightarrow -\frac{t}{R_C} = \text{Log}_e \frac{V_{CC} - u_c}{V_{CC}}$$

$$\Rightarrow t = -RC \text{ Log}_e \frac{V_{CC} - u_c}{V_{CC}}$$

puisque $-\text{Log}_e x = \text{Log}_e \frac{1}{x}$.

$$\Rightarrow t = RC \text{ Log}_e \frac{V_{CC}}{V_{CC} - u_c}$$

Pour t = *3 s calcul de C*

Par la courbe universelle, on a pour :

$$y = \frac{u_c}{V_{CC}} = 0{,}544$$

$\Rightarrow$ lecture $x = \frac{t}{\tau} = 0{,}78$ (voir plus haut),

soit : $\tau = RC = \frac{t}{0{,}78} = \frac{3}{0{,}78} \simeq 3{,}85^-$ s

et $C\ (\mu F) \simeq \frac{3{,}85^-}{0{,}022_{(M\Omega)}} \simeq 175\ \mu F$

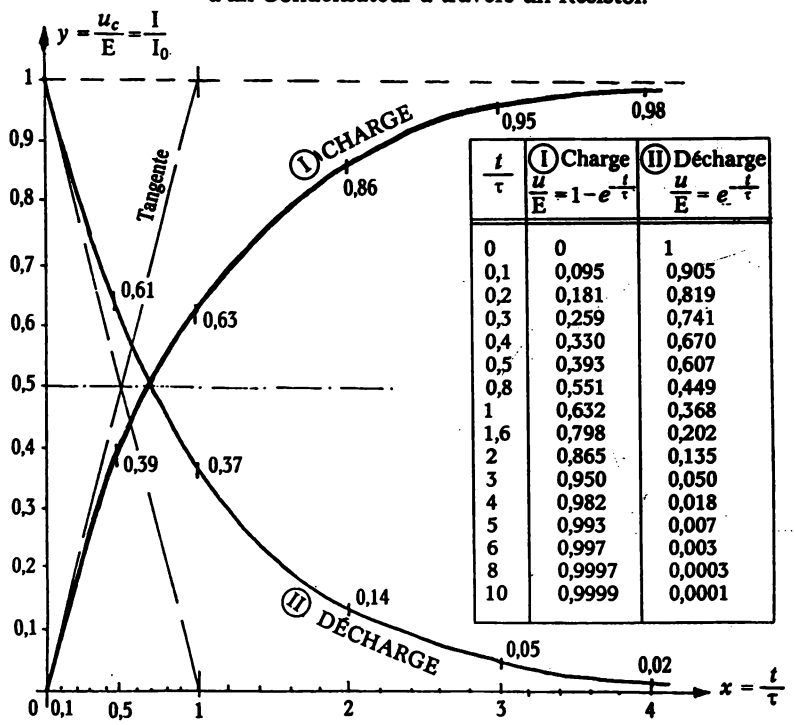
Par le calcul à l'aide de la relation :

$$3 = 0{,}022\ C\ (\mu F) \text{ Log}_e \frac{9}{9 - 4{,}9}$$

On tire : $C = \frac{3}{0{,}022 \times 0{,}786} \simeq 174\ \mu F$

prendre la VN la plus rapprochée de C ≃ 160 ou 180 μF - 10 V.

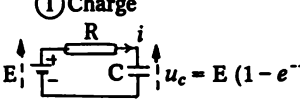
• Courbes universelles de Charge et de Décharge d'un Condensateur à travers un Résistor.



$\frac{t}{\tau}$	① Charge $\frac{u}{E} = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}}$	② Décharge $\frac{u}{E} = e^{-\frac{t}{\tau}}$
0	0	1
0,1	0,095	0,905
0,2	0,181	0,819
0,3	0,259	0,741
0,4	0,330	0,670
0,5	0,393	0,607
0,8	0,551	0,449
1	0,632	0,368
1,6	0,798	0,202
2	0,865	0,135
3	0,950	0,050
4	0,982	0,018
5	0,993	0,007
6	0,997	0,003
8	0,9997	0,0003
10	0,9999	0,0001

θ ou τ = RC constante de temps

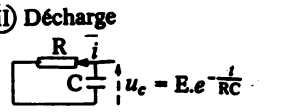
① Charge



$u_c = E(1 - e^{-\frac{t}{RC}})$

$i = I_0 e^{-\frac{t}{RC}}$

② Décharge



$u_c = E.e^{-\frac{t}{RC}}$

E fém du générateur de tension constante $I_0 = \frac{E}{R}$ à $t = 0$

SUJET N° 3 ***Bac. F3***

Étude de la stabilisation de tension par transistor

MONTAGE

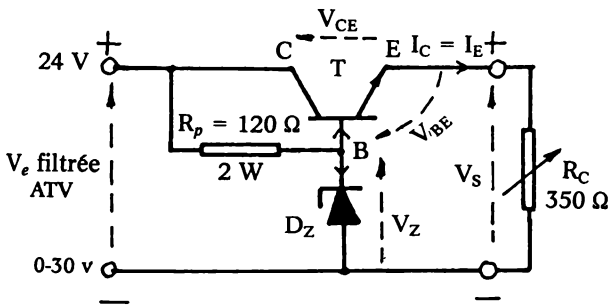


Fig. 1

Les caractéristiques de la D_Z et du transistor sont fournies au candidat.

T 2 N 2219 (ß = 100) pour I < 0,1 A ou 2 N 3055 (ß = 50) pour I > 1 A - P_{maxi} = 117 W.

D_Z = 12 V − 1 W

(Prendre 2 D_Z de 6 V; 2 BZX 29 C 6 V 2; 5,8 à 6,6 V pour I_Z = 50 mA; r_Z = 2 Ω; P = 1 W; I_{Z_M} = 150 mA; $I_{Z\,mini}$ = 5 à 10 mA). R_p = 220 Ω...1 kΩ suivant D_Z - 50 à 100 mA.

1. Expliquer le fonctionnement du montage stabilisateur

2. Mesures

Tracer la courbe $V_S = f(I)$ pour V_e = 24 V (± 0,5 V).

Déduire la résistance de sortie $R_S = \frac{\Delta V_S}{\Delta I}$ de l'alimentation réalisée avec $\Delta V_e = 0$, facteur de régulation aval.

Déterminer expérimentalement la valeur minimale V_e pour obtenir la tension V_S de stabilisation pour une valeur de R_C *donnée* :

$$(R_{C\,mini} = 120\ \Omega) \Rightarrow I_{C\,maxi} \simeq 0{,}1\ A$$

Indications

Le transistor « ballast » est monté en collecteur-commun. La tension de commande V_Z est appliquée entre B et M et la sortie V_S prise entre E et M. On trouve donc en sortie les mêmes variations que sur la B du T, c'est-à-dire celles aux bornes de D_Z.

Le montage a donc même facteur de stabilisation amont que la D_Z seule :

$$\mathcal{F} = \left(\frac{v_s}{v_e}\right) \text{ à } i_s = 0$$

(les minuscules indiquent les composantes alternatives aux variations).

L'amplification en tension du T est :

$$A_{vo} = \left(\frac{v_{EM}}{v_{EM}}\right) \simeq 1 \text{ à } i_e = 0$$

Le montage est régulateur car une variation de V_S modifie la tension V_{BE} du T et tend à rétablir V_S à sa valeur initiale.

On a en effet :

$V_S = V_{Z\,Cte} - V_{BE}$ et si $V_S \searrow \Rightarrow V_{BE} \nearrow \Rightarrow I_B \nearrow \Rightarrow I_C \nearrow$

$\Rightarrow R_C I_C \nearrow$ d'où $V_S \nearrow$ et réciproquement.

Cela rappelle la structure d'un amplificateur à réaction par boucle de retour. Le transistor T joue à la fois le rôle d'un comparateur (de V_S à V_Z) et d'un amplificateur de puissance.

En continu : variations nulles $v_e = 0$ et $i_s = 0$, on a $V_S + V_{BE} - V_Z = 0 \Rightarrow V_S = V_Z - 0{,}6$ avec V_{BE} (T_{Si}) $\simeq$ 0,6 V d'où $V_S \simeq V_Z$.

Aux variations

Facteur de régulation amont $\mathcal{F} = \frac{\Delta V_S}{\Delta V_e}$ à $\Delta I_S = 0$

On a :

$$\mathcal{F} = \mathcal{F}_{D_Z} = \frac{v_Z}{v_e} = \frac{\rho_Z}{R_p + \rho_Z} \simeq \frac{\rho_Z}{R_p} \text{ (car } \rho_Z \ll R_p).$$

ρ_Z résistance dynamique de la D_Z (stab. amont)

La résistance de sortie est celle du montage en collecteur-commun du T, soit :

$$\mathcal{R}_s = \left\{R_E // \frac{r + R_g}{\beta + 1}\right\} \Rightarrow \mathcal{R}_s \simeq \frac{r + \rho_Z}{\beta + 1}$$

R_E résistance d'émetteur infinie; $R_g \simeq \rho_Z$; r résistance entrée du T; β amplification en courant.

donc $\mathcal{R}_s < \mathcal{R}_{sZ}$ car $\mathcal{R}_{sZ} = \{\rho_Z // R_p\} \simeq \rho_Z$.

Pour une bonne régulation, il faut une référence V_Z très *stable* et une bonne amplification β pour diminuer $\mathcal{R}_s$ (Aval).

$$R_s = -\left(\frac{v_s}{i_s}\right) \text{ à } v_e = 0$$

Attention

Le T doit dissiper $P = V_{CE} \cdot I_C$

$\Rightarrow P_{maxi} = [V_{e\,maxi} - (V_Z - 0{,}6)]\ I_{maxi}$

avec $V_{CE} = V_e - V_s = V_e - (V_Z - 0{,}6)$.

On a :

$I_{R\,mini} = I_B + I_{Z\,mini} \Rightarrow I_R = 1 + 10 = 11$ mA

avec

$$I_S = 0{,}1\ A \Rightarrow I_B = \frac{I_C}{ß} = \frac{0{,}1}{100} \simeq 1\ mA$$

et

$V_{e\,mini} = R_p I_R + V_{Z\,mini} = 0{,}12 \times 11 + 11{,}6 \simeq 13$ V.

MONTAGES PRATIQUES

Pour auto-équipement du laboratoire.

On désire obtenir une alimentation stabilisée de V_S = 4,5 V pour remplacer les piles de 4,5 V − 0,1 A.

① *Alimentation 4,5 V - 0,1 A*

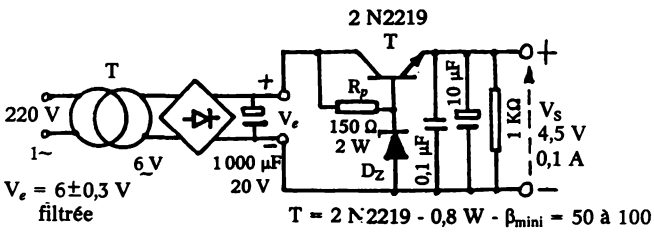


Fig. 2

② *Alimentation stabilisée 5 V - 1,2 A*

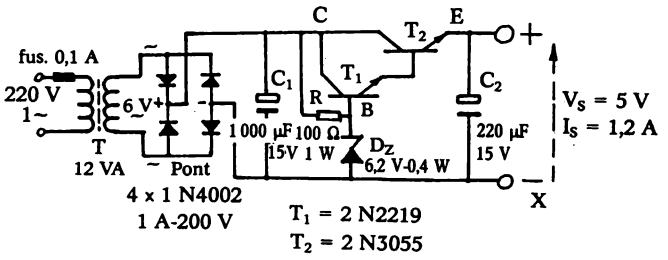
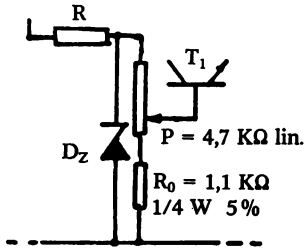


Fig. 3

À montage Darlington (fort β) {T_1, T_2}.

Prendre D_Z = 6,2 V car chute V_{BE} Darlington ≃ 2 × 0,6 = 1,2 V.

Remarque : Pour faire varier V_S, on adopte la modification suivante :



* Modification pour faire varier V_S

Choisir R_0 de butée tel que :

$$\frac{V_Z \times R_0}{R_0 + P} = 1{,}2 \text{ V } (V_{BE} \text{ Darlington})$$

pour V_Z = 6,2 V ⇒ R_0 ≃ 1,1 kΩ

③ *Alimentation stabilisée et protégée 9 V - 0,5 A*

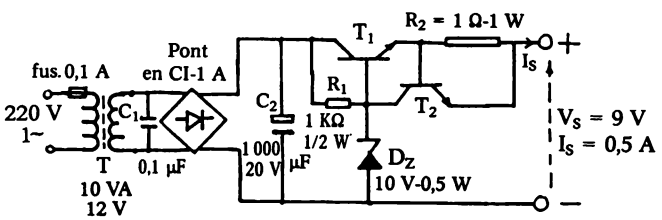


Fig. 4

pont 1 A ou 4 diodes 0,5 A - 100 V

D_Z = BZX 46 C 10 (ou équivalent) V_{Z_T} ≃ 10 V, V_Z = 9,4 à 10,6 V, r_Z ≃ 8 Ω, s_Z ≃ 0,1 mV/°C.

T_1 Darlington de puissance (TIP 110 ou équivalent).

T_2 faible puissance (2 N 930, 2 N 2219,...).

Expliquez le fonctionnement.

Indications

$\mathscr{R}_{sint}$ alim ≃ 1 Ω.

— *Protection contre le court-circuit* permanent à la sortie par T_2 : si I_S > 0,6 A dans R_2 ⇒ U_{R_2} = V_{BE_2} = 0,6 V ⇒ T_2 conduit et absorbe I_{B_1} de T_1 ⇒ T_1 bloqué, donc I_S ↘ 0; R_1 limite I_Z et I_{C_2}.

④ *Alimentation de laboratoire régulée et protégée 6 V - 0,5 A*

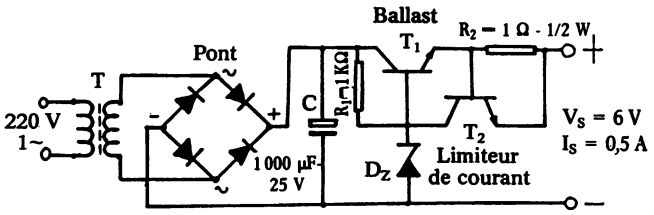


Fig. 5

Pont en *circuit intégré* 1 A ou 4 diodes 0,5 A - 100 V.

T_1 - Darlington de puissance TIP 110.

T_2 - Transistor de faible puissance 2 N 930,...

D_Z - BZX 85 C 7 V 5 - 1,3 W (ou BZX 46 C 7 V 5 - 0,5 W).

Indications

L'alimentation est protégée contre les courts-circuits par T_2 (si I_S > 0,6 A, on a $\mathscr{U}_{R_2}$ = 1 × 0,6 = 0,6 V, donc T_2 conduit et absorbe I_{B_1}, et T_1 se bloque).

R_1 limite I dans la D_Z de référence de tension et dans T_2 (I_{C_2}) à quelques dizaines de mA.

T_1 est le transistor Ballast, régulateur de tension, monté en collecteur commun.

Réaliser la maquette. Faire les essais et mesures de fonctionnement.

Relever la caractéristique de sortie $U_S = f(I_S)$. Exploiter la caractéristique.

Déduire la résistance intérieure de l'alimentation.

Retrouver le fonctionnement du dispositif.

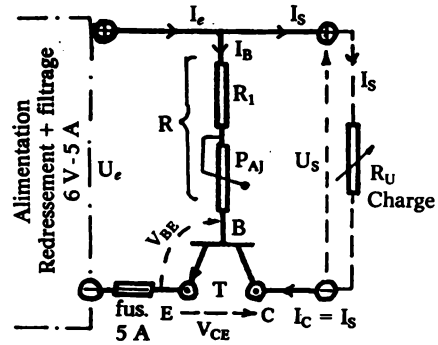
TRAVAUX PRATIQUES 2

Dispositifs électroniques de protection des alimentations pour TP

1. LIMITEUR DE COURANT

C'est un accessoire simple qui peut être monté sur toutes les alimentations à courant continu utilisées en TP.

1.1. MONTAGE



T = 2 N3055
Pot. ajustable = 4,7 KΩ - 3 W bobiné
R_1 = 680 Ω - 1 W
Alimentation 6V-5 A:
$r_{int.}$ ≃ 1,5 Ω; U_{e0} à vide ≃ 7,5 V

Fig. 1

T de puissance 2 N 3055 monté sur le châssis métallique du redresseur (qui sert de radiateur thermique) en «ballast» série (limiteur de courant).

Le P ajustable est réglé par accès d'un tournevis dans un trou du châssis à I_S maximale désirée, en court-circuitant la sortie $\mathcal{U}_S$ sur Ⓐ.

1.2. FONCTIONNEMENT : À VIDE

$I_S = 0 \Rightarrow I_B = 0 \Rightarrow T_{bloqué}$ donc $U_S = 0$ V.

1.3. FONCTIONNEMENT EN CHARGE

T conduit quand $V_{BE} \simeq 0{,}6$ V $\Rightarrow I_B = \dfrac{\mathcal{U}_e - V_{BE}}{R_1 + P}$.

Travail à effectuer

a) On règle P_{maxi} $\Rightarrow I_{B\,mini}$ à R_u = cte $\Rightarrow I_S = 1$ A. réglée pour

Mesurer : V_e, $I_{B\,mini}$, $I_{C\,mini} \simeq I_S$, V_{CE}, V_S.

Déduire β_S :

$$I_B = \frac{\mathcal{V}_e}{R_1 + P + h_{11_E}}$$

$$\text{et } I_C \simeq \frac{\beta_S \cdot \mathcal{V}_e}{h_{11} + R_1 + P} = \beta_S \cdot I_B$$

b) On règle à P_{mini} $\Rightarrow I_{B\,maxi}$; P = 0 Ω.

Mesurer : V_e, $I_{B\,maxi}$, $I_{C\,maxi} = I_S$, V_{CE}, V_S.

Attention à ne pas dépasser $I_{maxi} = 5$ A ; *déduire* β_S du transistor.

c) Régler P à I_S limite désirée = 2 A avec débit en court-circuit sur Ⓐ et au départ *P au maximum* (T bloqué $\Rightarrow I_S = 0$).

Mesurer : V_e, I_B, $I_C = I_S$, V_{CE}, V_S.

d) Relever la caractéristique de sortie $V_S = f(I_S)$ par variation de R_u charge. 2 N 3055 avec radiateur thermique. $P_{maxi} = 117$ W, $V_{CB_0} = 100$ V, $V_{CE_0} = 60$ V, $V_{EB_0} = 7$ V, $I_C = 15$ A, $I_B = 7$ A, $T_j = 200$ °C.

Valeurs maximales à :

$I_C = 4$ A $\quad \beta_S = 20$ à 70

$I_C = 10$ A $\quad \beta_S = 5$ $\quad$ pour $V_{CE} = 4$ V

2. DISJONCTEUR ÉLECTRONIQUE

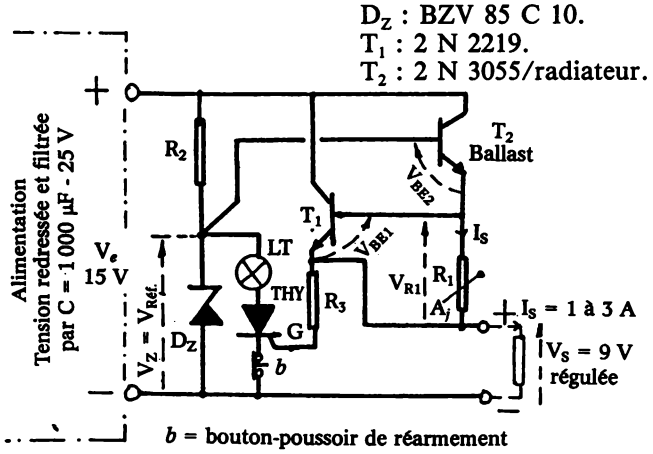
2.1. MONTAGE

Données :

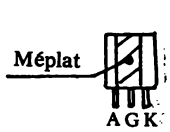
D_Z : BZV 85 C 10.

T_1 : 2 N 2219.

T_2 : 2 N 3055/radiateur.



Thyristor
G au milieu de A et K



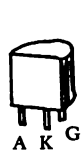


Fig. 2

Thyristor - THY - faible puissance - série BRX 44 à 49 (0,4 A) 30 à 400 V Ⓞ BRY 55 - 30 à 400 (Sescosem) 0,8 A - 30 à 400 V - I_{G_T} 0,2 mA.

Questions : Justifier le choix des éléments D_Z, R_1, R_2, T_1, T_2, Thy, LED (ou LT lampe témoin).

Analyser le fonctionnement du dispositif.

2.2. FONCTIONNEMENT

Quand $V_{R_1} = R_1 I_S \geq V_{BE_1}$ seuil de T_1, c'est-à-dire $I_S \simeq \dfrac{V_{BE_1}}{R_1} \Rightarrow I_S \simeq \dfrac{0{,}6}{R_1}$ (0,6 V pour $T_{Silicium}$), T_1 conduit et alimente en courant la gâchette G du Thyristor qui s'amorce et court-circuite la diode $D_Z \Rightarrow V_{Ref} \simeq 0$ (le témoin L a une faible ddp à ces bornes ; c'est par exemple une LED rouge qui visualise le fonctionnement du dispositif limiteur-disjoncteur). Comme $V_{Ref} = 0 \Rightarrow$ le comparateur réagit pour annuler V_S (la sortie est asservie à V_{Ref} : si $V_{Ref} = 0 \Rightarrow V_S \to 0$) donc $I_S = 0$ (coupure du courant de charge), $V_{R_1} \searrow$ et T_1 se bloque à nouveau, I_G (THY) s'annule mais le thyristor *reste amorcé* et V_S nulle (voir le fonctionnement du thyristor). Pour «*réarmer*» le dispositif disjoncteur, il faut annuler I_{AK} du THY, donc ouvrir le poussoir «b». [On rappelle que la gâchette contrôle l'amorçage du thyristor, mais qu'elle perd son pouvoir de contrôle du courant I_{AK} lorsque le THY est amorcé. Pour désamorcer le THY, il faut soit annuler I_{AK} (soit annuler V_{AK}).]

Si la cause de surcharge (ou le court-circuit) a disparu le fonctionnement redevient normal, c'est-à-dire $I_S < I_{S\,maxi} \Rightarrow V_{R_1} < 0{,}6$ V $\Rightarrow T_1$ bloqué, THY bloqué et LT éteinte. En jouant sur R_1 (ajustable), on peut *ajuster* $I_{S\,maxi}$ à la valeur souhaitée.

Choix des éléments

Pour D_Z, on a :

$V_Z = V_S + V_{R_1} + V_{BE_2} \simeq 9 + 0{,}6 + 0{,}6 \simeq 10{,}2$ V

On prend une diode Zéner de $V_{Z_T} \simeq 10$ V, par exemple du type *BZX 85 C 10* : $V_Z \in [9{,}4$ V ; 10,6 V] ; $r_Z \simeq 8$ Ω ; P = 1,3 W ; $I_{Z\,mini} = 5$ mA ; $I_{Z\,maxi} = 130$ mA ; $I_{Z_{T\,moy}} = 50$ mA.

Pour Ⓡ$_2$, on a :

$$R_{2\,maxi} = \frac{V_e - V_Z}{I_{Z\,mini}} \simeq \frac{15 - 10}{5} \simeq 1\ \text{k}\Omega$$

on prend $R_2 = 680$ Ω - 1/2 W

Pour Ⓡ$_1$, on a $R_1 = \dfrac{V_{BE_1}}{I_{S\,maxi}}$

soit :

pour $I_{S\,maxi} = 1$ A $\Rightarrow R_1 = \dfrac{0{,}6}{1} = 0{,}6$ Ω - 1 W

pour $I_S = 3$ A $\Rightarrow R_1 = \dfrac{0{,}6}{3} = 0{,}2$ Ω - 2 W

il est préférable *d'ajuster* une résistance bobinée ou au carbone ou de coupler des résistors en parallèle pour obtenir la valeur précise.

Pour le (THY), on a $I_{AK} \simeq \dfrac{V_e}{R_2} \simeq \dfrac{15}{0{,}68} \simeq 22$ mA donc un Thy de faible puissance suffit (0,4 A). Ex. : le *BRX 44* : $I_{AK} = 0{,}4$ A ; $I_{GK} = 20$ µA ; $V_{GK} < 1$ V.

Pour Ⓡ$_3$ de 10 kΩ à 100 kΩ suivant la sensibilité du thyristor : $R_3 \simeq \dfrac{V_S - V_{GK}}{I_{GK}}$.

Pour la (LED) rouge - Ø 5 mm.

III. Les quadripôles régulateurs de tension et de courant en circuits intégrés

MESURE N° 6

TRAVAUX PRATIQUES 1

Étude d'un circuit intégré monolithique régulateur de tension

1. MONTAGE

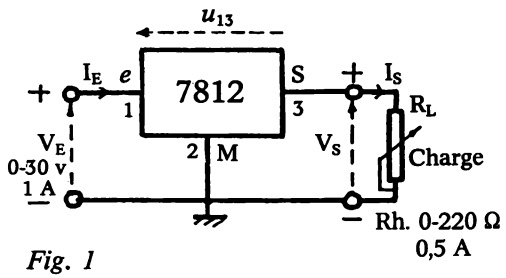


Fig. 1

L'essai effectué avec le 7812 peut l'être avec tout autre régulateur de la série 78XX (7805, ...15, ...24) en adaptant les tensions et charge.

2. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

2.1. Tracer la caractéristique de transfert : $V_S = f(V_E)$ pour V_e variable $V_E \in [0; 30\ V]$ et I_S = cte (à R_L = cte, 100 mA puis 500 mA). En déduire la tension d'entrée minimale pour obtenir V_S nominale du circuit 7812 (12 V). On pose $V_{e\ mini} = V_S + 3$ V.

2.2. Tracer la caractéristique de sortie : $V_S = f(I_S)$ à V_E constante = 15 V en faisant varier R_L jusqu'à R_L = 0 Ω. En déduire I_{CC} de court-circuit et la plage de régulation. Conclusions.

2.3. Tracer la courbe de puissance dissipée dans le régulateur $P = f(I_S)$ à V_E = cte = 18 V pour $I_S \in [0; I_{CC}]$. Conclusions. ($P_{dissipée} = U_{13} \cdot I_S$)

2.4. Déterminer *le facteur de régulation* $\Delta V_S/\Delta V_E$ avec R_C = cte pour I_S = 100 mA et V_e = 17 ± 2 V. Quelle est la méthode permettant de mettre en évidence une faible variation de V_S ?

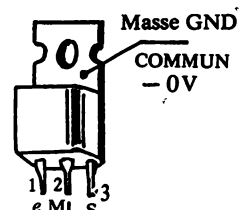
Indications

Caractéristiques des CIL (circuits intégrés linéaires) régulateurs de tension.

Dans la série 78XX, on couvre toute la gamme de tensions standardisées 5, 6, 8, 10, 12, 15, 18, 24 V d'où la désignation 7812 pour la sortie 12 V *positive*. Pour les sorties *négatives*, on a la série 79XX.

Valeurs maximales admises : $\mathcal{U}_{entrée}$ = 35 à 40 V; I_S = 1 A circuit monté sur radiateur thermique; $I_{repos\ typ}$ = 4 à 8 mA; résistance de sortie r_S de 8 mΩ à 20 mΩ (gamme de 5 à 15 V); température maxi = 125 °C; régulation à 1 % (5 à 15 V); circuit *protégé* contre les surcharges thermiques et les courts-circuits avec limitation de I_S par dispositif interne à rabattement; possibilité d'ajuster $\mathcal{U}_S$.

Boîtier : T_0 220-3 broches



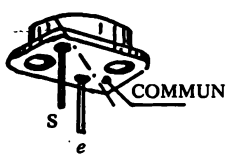
COMMUN

Série 78XX

I_S = 1 A

V_S = 5 ... 24 V

Boîtier : T_0 3 métal



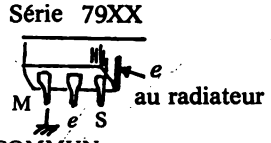
Série LM 340 K

I_S = 1,5 A

V_S = 5 ... 24 V

— Pour les régulateurs de tension négative (sortie –), attention aux brochages différents.

Série 79XX



COMMUN

I_S = 1,5 A

V_S = –5 ... –24 V

Série LM 320 K

COMMUN

I_S = 1,5 A

V_S = –5 ... –24 V

Montage pour la mesure différentielle de ΔV_S

On utilise une méthode d'opposition suivant le principe ci-dessous.

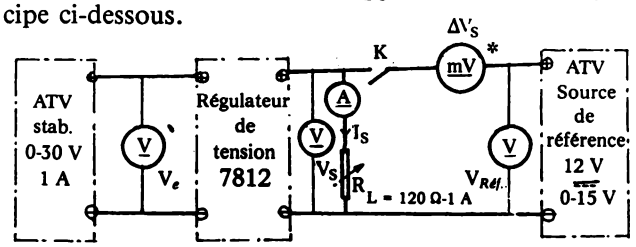


Fig. 2

*(mV) numérique à haute résolution = 1 µV

Mode opératoire

1. K ouvert régler V_e et V_{Ref} = 12 V = V_s pour $\Delta V_S \simeq 0$, K fermé. Choisir un débit I_S = 0,1 A ... 0,5 A et ajuster V_S par V_e pour $\Delta V_S = 0$. A I_S constant, faire varier V_e de ± 2 V autour de $V_{e\ moy}$ et relever $\Delta V_S = f(V_e)$ [stabilisation amont]. Calculer $F = \frac{\Delta V_S}{\Delta V_e}$.

2. À V_e constante = 16 V faire varier I_S de 0 à 0,5 A (1 A max avec radiateur/7812) et relever $\Delta V_S = f(I_S)$ [stabilisation aval].

Déduire la résistance interne (différentielle) du régulateur $\rho = \frac{\Delta V_S}{\Delta I_S}$.

TRAVAUX PRATIQUES 2

Modules alimentations

1. ALIMENTATION POUR CIRCUITS LOGIQUES TTL (CID) - 5 V ± 0,25 V - 500 mA

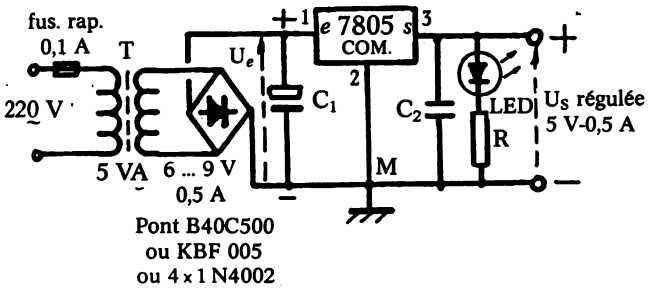


Fig. 1

MATÉRIELS

Régulateur intégré/radiateur 7805 ou LM 340 K - C5 (Texas)

C_1 = 1 000 µF - 16 V au tantale.

Si I_S ⇒ C_1 = 470 µF à 4 700 µF - 25/30 V.

C_2 = 0,1 µF... 1 µF améliore la réponse transitoire : mylar - papier.

LED - Rouge - TIL 221 - V_d = 1,6 V - témoin sortie.

R = 180 à 220 Ω - 1/4 W.

Améliorations du montage de base

a. *Pour augmenter la tension de sortie* sans changer de régulateur, il suffit d'intercaler une diode Zéner entre le commun et la masse qui rajoutera sa tension V_Z à V_s nominale. Dans ce cas $v_{e\ maxi}$ admissible augmente aussi de V_Z.

b. *Pour augmenter le courant de sortie,* on réalise le montage suivant :

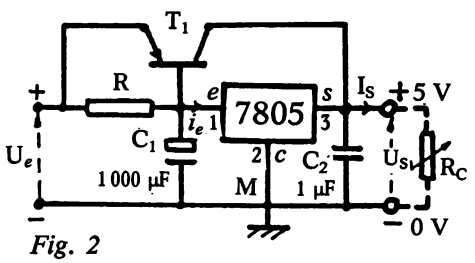


Fig. 2

I_S dépend de P admissible/T_1 Ballast qui dérive I_C proportionnel à I_e; T_1 - PNP - 2 N 2955 ou BDX 20.

R = 2,2 à 4,7 Ω, polarise la base de T_1.

Mais ce montage n'est pas protégé contre les courts-circuits.

c. *Avec protection contre les courts-circuits :*

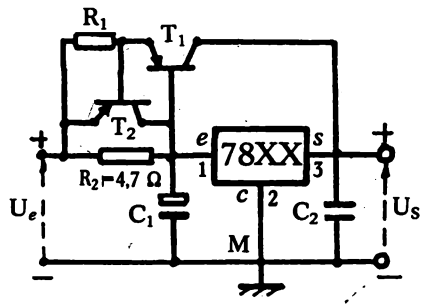


Fig. 3

Contrôle de $I_{CC} = \frac{0,6}{R_1}$ (V) par T_2 qui devient conducteur et asservit T_1 Ballast. T_2 = BD 136 ou équivalent à PNP.

Attention

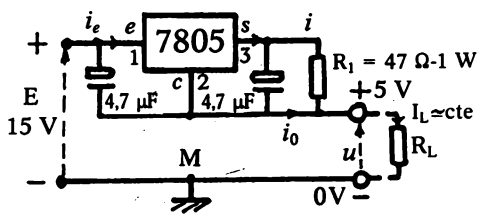
Si on utilise des régulateurs à sortie négative 79 XX, il faut inverser les polarités des composants et remplacer les PNP par des NPN (de même puissance).

d. *Montage en source de courant constant :*

• Vérifier que $I_L < I_{L\ max}$ resté constante quand R_L varie.

Conclusions.

• En faisant varier R_1 déterminer sa valeur pour $I_L \simeq 0,5$ A.



I_L cte $= \frac{5}{R_1} + i_0 \simeq \frac{u_{R1}}{R_1} \simeq i \quad \forall R_L$

i_0 négligeable $\ll i$

$i_0 \simeq 100$ µA à 10 mA

Fig. 4

2. ALIMENTATION DE LABO-RÉGLABLE 0 - 15 V - 1,5 A

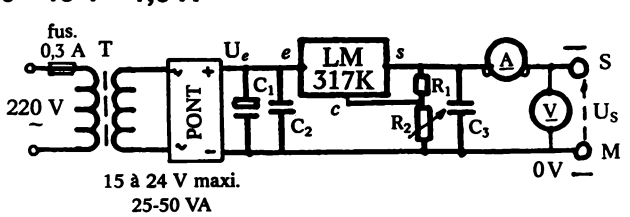


Fig. 5

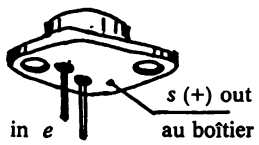
Attention

$\mathcal{V}_e$ non régulée à l'entrée du régulateur doit être inférieure à $\mathcal{V}_e$ maximale admissible, soit ici 40 V

$$\Rightarrow U_{second}\ T = \frac{\hat{\mathcal{V}}}{\sqrt{2}} = \frac{40}{\sqrt{2}} \simeq 28\ V_{maxi}.$$

Caractéristiques du LM 317 K : régulateur de tension positif *ajustable* U_s = 1,2 à 37 V ; $U_{entrée\ maxi}$ = 40 V ; $I_{S\ maxi}$ = 1,5 A ; $I_{repos\ typique}$ = 0,05 mA doit être monté sur radiateur ; protégé contre les surintensités et les courts-circuits.

Boîtier = métal – T_{0_3}



A_{dj}

LM 317K

*Prévoir l'isolement boîtier-masse. (par mica)

Remarque

Pour une tension de sortie bien stabilisée, il faut que la tension d'entrée soit supérieure de 3 V à celle de sortie si l'on veut :

U_S = 15 V $\Rightarrow U_e \geq 18$ V, soit U_{S_T} = 13 V_{mini}
U_S = 30 V $\Rightarrow U_e \geq 33$ V, soit $U_{S_T} \simeq 23\ V_{mini}$.

Les connexions reliées à la broche C seront les plus courtes possibles.

MATÉRIELS

Choix du pont : 4 diodes 1 N 4002 (1 A - 100 V_{inv}) ou pont intégré B 40 C - 1500 (Thomson - CSF) (1,5 A - 100 V_{inv}) ou B 40 C - 3200/2200 (3 A - 100 V).

— Transfo : 220/15 V ou 220/24 V - 25 à 50 VA suivant V_S désirée 15 V ou 30 V.

— C_1 = 3 300 µF à 4 700 µF - 25 à 30 V au tantale.

$C_2 = C_3$ = 0,22 µF à 1 µF - papier - mylar.

— Pour $U_S \simeq 15$ V :

R_1 = 220 Ω - 1/2 W ; R_2 = potentio. lin. 2,7 kΩ + 100 Ω série réglage fin.

On sort

$$U_S = 1{,}25\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \simeq 1{,}25\left(1 + \frac{2{,}8}{0{,}22}\right) \simeq 17\ V.$$

— Pour $U_S \simeq 30$ V :

R_1 = 220 Ω - 1/2 W ; R_2 = potentio. lin 4,7 kΩ + 220 Ω série.

On sort $U_S = 1{,}25\left(1 + \frac{4{,}92}{0{,}22}\right) \simeq 29$ V.

(Le courant de repos $i_O \simeq 0{,}05$ mA est négligeable ici.)

SUJET N° 1 *Bac. F3*

Alimentation 5/12 V

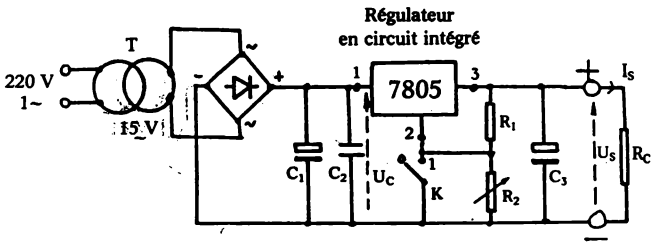


Fig. 1

P : 4 diodes 1 N 4004.
C_1 = 1 000 µF/25 V.
C_2 = 0,1 µF/63 V.
C_3 = 470 µF/25 V.
R_1 = 330 Ω - 1/4 W.
R_2 = 1 kΩ.
K ouvert : U_S = 12 V.
K fermé : U_S = 5 V.

$$U_S = 5\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + 5.10^{-3}\ R_2$$

pour K ouvert.

TRAVAIL DEMANDÉ

1. Donner le schéma de montage complet permettant de mesurer les tensions $\overline{U}_{S\ moy}$ et $\overline{U}_{C\ moy}$ et de relever à l'oscillo bicourbe la forme de ces tensions. Pour I_S = 0,5 A, donner les caractéristiques de R_C pour les 2 positions de K. Calculer R_2 pour U_S = 12 V.

2. Effectuer le montage complet. Mesurer U_C et U_S pour I_S = 0 et I_S = 0,5 A (pour K = 0 et K = 1). Relever pour K = 0 la forme de U_C et U_S ainsi que la valeur de l'ondulation crête à crête à l'entrée et à la sortie du régulateur.

3. Évaluer pour K = 0 et I_S = 0,5 A la puissance dissipée dans le régulateur. Le courant circulant dans la broche 2 est négligeable.

4. On court-circuite R_C : mesurer la valeur du courant de court-circuit. Évaluer dans ce cas la puissance dissipée dans le 7805.

5. Conclusions sur toutes les questions.

Indications

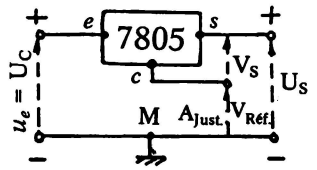
Les régulateurs de tension intégrés monolithiques à 3 broches simplifient la conception des systèmes de régulation tout en conservant une bonne fiabilité et un bon niveau des performances. Ils existent chez les constructeurs en plusieurs versions : régulateurs à sortie positive ou négative en boîtiers plastiques faible puissance ou moyenne puissance T_0 220 avec radiateur thermique, ou en boîtier métallique T_{0_3}. Les séries les plus courantes telles que la 78 XX (positif) ou 79 XX (négatif) ou sous des désignations différentes 28 XX, 29 XX (Sescosem), ou LM 340 K (+) LM 320 K (–) (Thomson Siemens) avec des caractéristiques identiques couvrent la gamme des tensions standardisées.

Relation de calcul de V_S :

Pour 7805 : $U_S = 5$ V ; $U_{entrée\ maxi} = 35$ V ; $I_{S\ maxi} = 1$ A ; $I_{repos\ typ} \simeq 5$ mA.

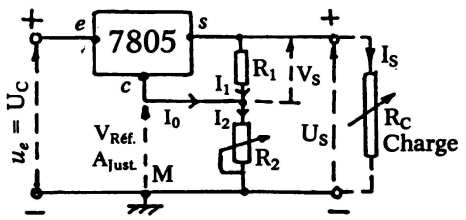
1. $U_S = V_S + V_{Ref}$ ajustable.

Si le commun relié à la masse $\Rightarrow V_{Ref} = 0$, K fermé = 1, $U_S = V_S = 5$ V cste.



①

2. K = 0 ouvert $\Rightarrow V_{Ref}$ ajustable par R_2.



②

On a :

$$I_1 = \frac{V_S}{R_1} \text{ (dans } R_1)$$

et

$$I_2 = I_0 + I_1 = \frac{U_S - V_S}{R_2} \text{ (dans } R_2);$$

donc :

$$U_S - V_S = R_2 I_0 + R_2 I_1$$

$$\Rightarrow R_2 I_0 + R_2 \cdot \frac{V_S}{R_1} = U_S - V_S$$

$$\Rightarrow U_S = V_S \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_0 \cdot R_2$$

soit pour

$$V_S = 5 \text{ V et } I_0 = 5 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow U_S = 5 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + 5 \cdot 10^{-3} \cdot R_2$$

(avec R_1 et R_2 en ohms).

Remarque : Dans le cas où :

$$I_0 \ll I_1 \Rightarrow I_2 \simeq I_1 = \frac{V_S}{R_1} = \frac{U_S - V_S}{R_2}$$

On a :

$U_S = V_S \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ [cas du LM 317 K : $I_0 = 0{,}05$ mA]

Calcul de R charge :

$R_e = \frac{U_S}{I_S}$; $K_{ouv} = 0 \Rightarrow U_S = 12$ V

et $I_S = 0{,}5$ A $\Rightarrow R_C = \frac{12}{0{,}5} \simeq 24\ \Omega$

$K_{fermé} = 1 \Rightarrow U_S = 5$ V ($R_2 = 0\ \Omega$)

et $I_S = 0{,}5$ A $\Rightarrow R_C = \frac{5}{0{,}5} = 10\ \Omega$

Choisir un rhéostat de 30 Ω - 0,7 A.

Calcul de R_2 :

Pour obtenir $U_S = 12$ V

$$\Rightarrow 12 = 5\left(1 + \frac{R_2}{330}\right) + 5 \times 10^{-3} R_2$$

$$\Rightarrow R_2 \simeq 347\ \Omega \text{ (avec } R_1 = 330\ \Omega)$$

Dans le montage, on utilise un potentiomètre monté en rhéostat de 1 kΩ pour ajuster U_S à la valeur désirée. Pratiquement on obtient un « réglage fin » en montant en série avec R_2 un rhéostat de faible valeur (120 à 220 Ω).

Si on utilise $R_2 = 1$ kΩ à la valeur maximale, on sort :

$$U_S = 5\left(1 + \frac{1}{0{,}33}\right) + 5 \times 1 \simeq 25 \text{ V}$$

et dans ce cas il faudrait à l'entrée du régulateur $U_C \simeq 28\ V_{mini}$, soit au secondaire du transformateur

$$U_{Secondaire\ efficace} \simeq \frac{28}{\sqrt{2}} \simeq 20 \text{ V}.$$

Avec 15 V_{eff} au secondaire, on a :

$$U_C \simeq 15\sqrt{2} \simeq 21 \text{ V}$$

soit en sortie régulée $V_S \simeq 18$ V.

Attention : Ne pas dépasser U_e d'entrée > 35 V et $I_S = 1$ A (valeurs limites).

Calcul de la puissance dissipée dans le régulateur :

$$P_{dissipée} \simeq (U_{C\ entrée} - U_{S\ sortie}) I_S \text{ où } I_S = \frac{U_S}{R_C}$$

Si $K = 0 \Rightarrow U_S = 12$ V avec $I_S = 0{,}5$ A et $U_C = 15\sqrt{2} \simeq 21$ V (avec filtrage par C_1 ↗), on a $P = (21 - 12) \times 0{,}5 = 4{,}5$ W.

Si on court-circuite $R_C = 0\ \Omega$, I_S est *limité* à 1 A par un dispositif à protection interne, donc :

$$P_{maxi} = (21 - 0) \times 1 \simeq 20 \text{ W}$$

Il est nécessaire de monter le régulateur sur un *radiateur* (dissipateur thermique) ; par exemple une plaque d'alu ou de cuivre de 2 mm d'épaisseur montée verticalement.

Alimentation stabilisée

Doc. Philips

SUJET N° 2 *Bac F3 - 1990*

Régulateur de tension variable

Montage

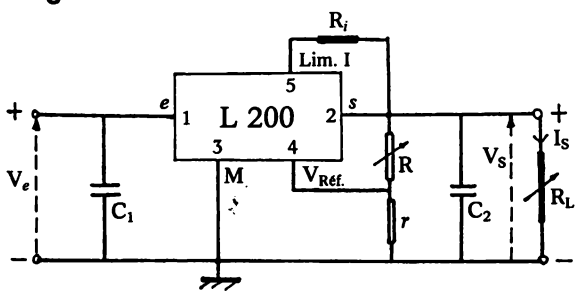


Fig. 1

Matériels

CI - L200 sur radiateur thermique 15 W mini.
C_1 = 0,33 µF et C_2 = 0,1 µF (découplage) soudés directement sur les broches (1-3) et (2-3).
r boîte décade × 100 Ω.
R boîte décade × 1 kΩ.
R_L rhéostat 120 Ω-2 A.
V_e alimentation stabilisée 0-30 V-1 A.
Voltmètres.

On utilise un circuit intégré L200 (de chez SGS) qui est un régulateur de tension paramétrable par le pont de résistors (R ;*r*). Le constructeur indique une variation de tension du type $V_{S\ régulée} = k_V\left(1 + \frac{R}{r}\right)$.

De plus une limitation du courant débité I_S peut être obtenue par le résistor R_i de loi de variation :

$$\frac{1}{I_{S\ limite}} = k_i \cdot R_i$$

Le circuit comporte en outre un dispositif interne de limitation de la dissipation thermique qui le protège contre tout échauffement excessif.

1. PRÉPARATION

a) Préciser les unités de k_V et de k_i.

b) Faire le schéma complet de montage permettant le relevé des caractéristiques $V_S = f(V_e)$ pour différentes valeurs de R et $V_S = f(I_S)$ pour V_e constante.

c) Pour R_i et *r* fixés, indiquer l'allure de la courbe $V_S = f(R)$ à V_e constante.

2. TRAVAIL EXPÉRIMENTAL

a) Pour V_e = 30 V, R_i = 1 Ω-1 W, *r* = 1 kΩ, R_L = 120 Ω, relever la courbe :

$$V_S = f(R),\ R \in [0;\ 10\ k\Omega]$$

Déduire k_V et conclure. On notera la chute de tension interne $u_{1\text{-}2}$ minimale (entrée-sortie) permettant d'obtenir un régime régulé. Commenter les variations éventuelles de $u_{1\text{-}2}$.

b) Pour R_L = 120 Ω, *r* = 1 kΩ et R = 0, 2 kΩ, 4 kΩ, 6 kΩ, 8 kΩ, tracer $V_S = f(V_e)$, V_e variant de 0 à 30 V.

c) Pour V_e = 30 V, R_i = 1 Ω, *r* = 1 kΩ, R = 3 kΩ, relever la caractéristique de sortie $V_S = f(I_S)$ en supposant I_S < 0,5 A. Commenter et donner les schémas équivalents du circuit « vu de la sortie ».

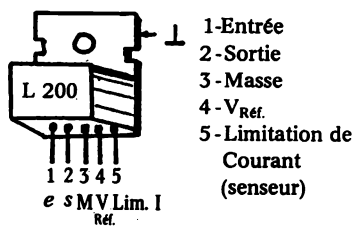
d) Étude de la limitation de courant : pour V_e = 15 V, *r* = 1 kΩ, R = 3 kΩ, R_L suffisamment faible pour que la limitation du courant agisse, relever la courbe :

$$\frac{1}{I_{lim}} = f(R_i)$$

pour R_i variant de 1 à 10 Ω par bonds de 1 Ω. Déduire k_i et conclure.

Indications : le circuit intégré L200.

Brochage



Boîtier Pentawat

Caractéristiques
U_S = 2,85 V à 36 V
$U_{e\ max}$ = 40 V ; $U_e > U_S$ + 3 V
$I_{S\ max}$ = 2 A (10 mA à 2 A)
$I_{0\ repos}$ = 4 mA
$u_{1\text{-}2\ mini}$ = 2 V
$V_{Réf}$ = 2,77 V_{typ} à 2,85 V
$Z_{0\ sortie\ typ}$ = 1,5 mΩ
$V_S = V_{Réf}\left(1 + \frac{R}{r}\right)$

Circuits de protection interne :
Limitation en courant et en puissance, protection, disjoncteur thermique, protection contre les surtensions (60 V/10 ms).
Caractéristiques thermiques :
$T_{J\ max}$ = 150 °C ; $R_{TH\ J\text{-}C}$ = 3 °C/W ; $R_{TH\ J\text{-}amb}$ = 50 °C/W

$$\text{On a } V_{Réf} = V_S \cdot \frac{r}{R + r} \Rightarrow V_S = V_{Réf} \cdot \frac{R + r}{r}$$

$$\Rightarrow V_S = V_{Réf} \cdot \left(1 + \frac{R}{r}\right) \text{ où } V_{Réf} = k_V$$

$V_{Réf} \in [2{,}65;\ 2{,}85\ V]$ et $V_{Réf.\ typique} \simeq 2{,}77$ V

Limitation de courant : tableau (R_i ; $I_{S\ max}$) à compléter.

R_i (Ω)	0,22	0,33	0,47	1	1,8	3,3	4,7					
(W)	2	2	2	1	1	1	1					
$I_{S\ max}$ (A)	2	1,36	1	0,47	0,25	0,13	0,1					

Dans le cas d'une charge capacitive en sortie, C_S se décharge à la coupure de l'alimentation V_e, dans les circuits internes du L200 et risque de destruction. On monte une diode de protection entre 2-1 ($\overset{1}{\rightarrow\!|\!\leftarrow}\overset{2}{}$) pour dériver le courant de décharge de C_S et protéger le L200.

COMPLÉMENT

Montage du L200 en régulateur de courant variable

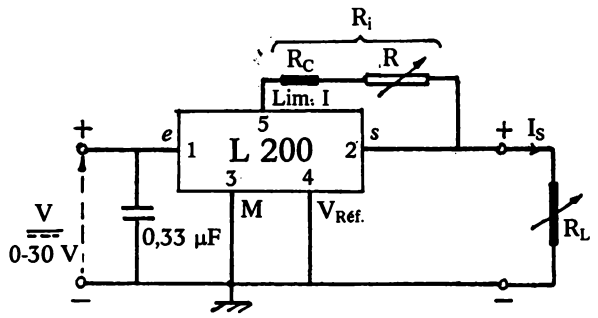


Fig. 2

Le L200 est utilisé en régulateur de courant paramétrable de 0 à 2,5 A par $(R + R_C) = R_i$ extérieur entre broches 2 et 5. (R_C est la résistance de contact et connexions.) Le constructeur précise la limitation interne de dissipation thermique, et indique une variation de type : $\frac{1}{I_{rég}} = k_i \cdot R_i$

1. *a*) Prévoir l'allure de la courbe $\frac{1}{I_{rég}} = f(R)$.

b) Faire le schéma permettant le relevé de $I_S = f(V)$.

2. Étude expérimentale : le régulateur est mis en court-circuit $\Rightarrow R_L = 0$.

a) Tracer les courbes $I_S = f(V)$ pour $R \in \{0{,}4\,;\ 0{,}6\,;\ 0{,}8\,;\ 1\ \Omega\}$ et V variant de 0 à 30 V. Déduire la valeur $V_{minimale}$ pour obtenir la régulation de courant $\forall$ R. Comparer les valeurs maximales de V au-delà desquelles I_S n'est plus régulée.

b) Tracer la courbe $\frac{1}{I_{rég}} = f(R)$ pour $R \in [0{,}4\,;\ 1\ \Omega]$. Déduire :

— la valeur de la résistance résiduelle R_C (contacts-connexions) ;

— la valeur de la constante k_i (préciser les unités).

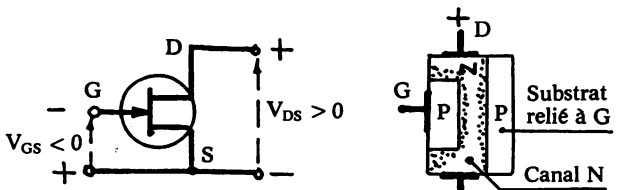
Conclusions.

IV. Le transistor à effet de champ (TEC ou FET)

MESURE N° 7

1. ÉTUDE DU COMPOSANT. IDENTIFICATION

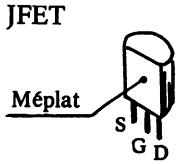
Deux types : le TEC à jonction « JFET » unipolaire et le MOSFET et CMOS utilisés dans les circuits intégrés en logique digitale. (FET ≡ Field Effect Transistor)



JFET

G - Grille ou porte
D - Drain
S - Source

TEC à jonction ou JFET
2 N3819



TO 92

Vue de dessous

Fig. 1

P_{max}	$V_{DS\,m}$	$V_{GS\,m}$	$V_{DG\,m}$	$V_{GS\,off}$	$I_{D\,max}$	$I_{G\,repos}$	f_T
0,3 W	25 V	−25 V	50 V	−0,5 à −0,8	50 mA	2 nA	700 MHz

Le canal N mince et peu dopé est « modulé » par pincement (section variable) sous l'action de la polarisation de la grille de commande qui contrôle I_D.

Caractéristiques en source commune Étude statique

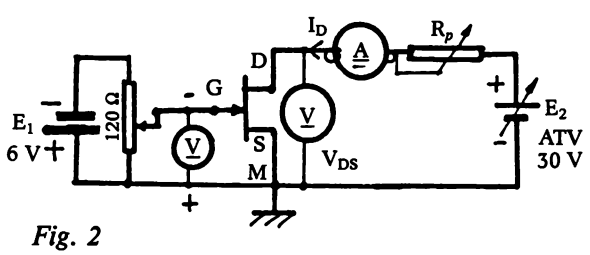
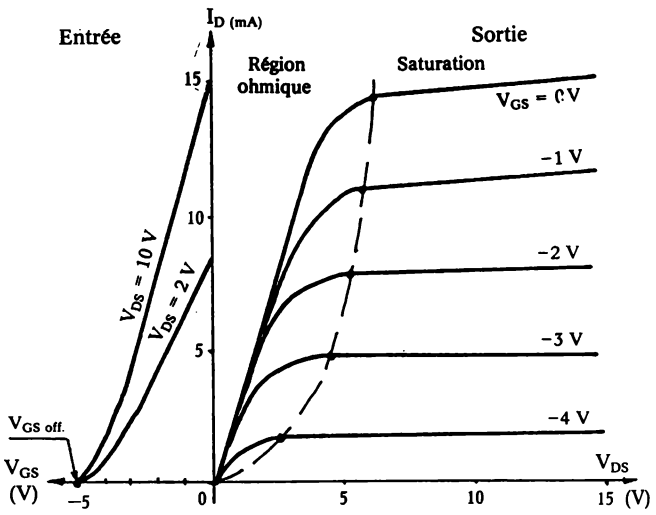


Fig. 2

Constatations

— Zone ohmique : $r_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D}$ variable commandée par V_{GS} (r_{DS} 300 Ω à 1 000 MΩ). r_{DS} ↗ quand V_{GS} plus négative.

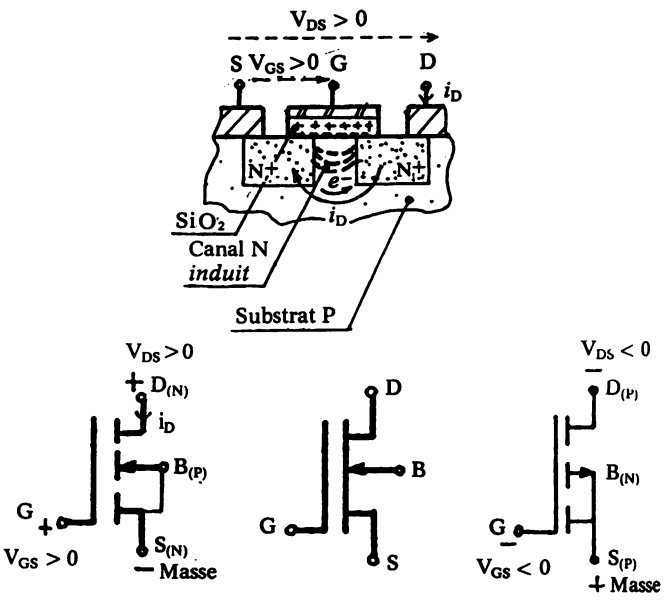
— Zone de pincement (de saturation) : $I_D \simeq$ cte à V_{GS} = cte, I_D commandée par V_{GS}; $I_G \simeq 0 \Rightarrow r_{entrée}$ très élevée 1 000 MΩ (diode GS en inv) et V_{DS} influe peu sur $I_D \Rightarrow r_{sortie}$ élevée. r_{DS} quelques dizaines de kΩ; courbes parallèles.



Réseau de caractéristiques en source commune

— Sur caractéristique d'entrée pente $s = \frac{\Delta I_d}{\Delta V_{GS}}$ (mA/V) et conductance g (ou admittance y) $y_{21} = \frac{i_d}{v_{gs}}$ (mA/V). $|V_{GS\,off}|$ de blocage du TEC $\simeq V_{DS}$ de pincement pour $V_{GS} = 0$.

Le MOSFET : voir cours (Métal Oxyde de Silicium) Métal oxyde Semi-Conductor



Substrat B relié à S

Canal N (N MOS) le plus utilisé

Fig. 3

① à enrichissement	② à déplétion
Canal N (ou P) *induit* en fonctionnement entre D et S	Canal N (ou P) créé à la fabrication

Rq : pour le canal P (flèche sortante), Inverser les sources de polarisation.

2. MONTAGES À TEC

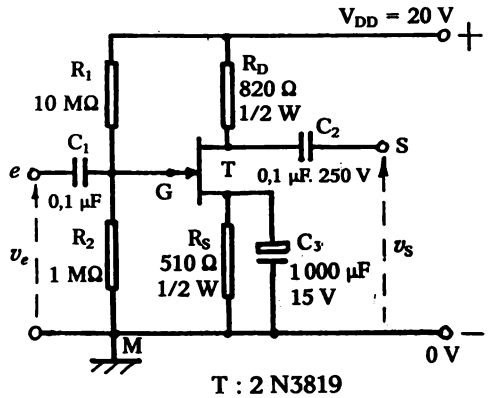
Structure CMOS à 2 transistors complémentaires (canaux N et P) associés

Attention : Les composants CMOS sont très sensibles aux décharges électrostatiques et exigent des précautions de manipulation pour éviter leur destruction par claquage : *stockage* électrodes en court-circuit (G ne doit pas être «en l'air»), des emballages conducteurs statiques (*pas* de sacs plastiques en PVC) ; *manipulation :* cartes des circuits en CMOS (ne pas toucher les bandes conductrices du circuit imprimé), soudure (fer isolé secteur, en BT et relié à la terre).

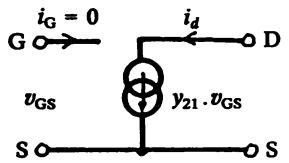
TRAVAUX PRATIQUES 1

Amplificateur BF à JFET
Étude graphique : polarisation grille par R_S ; choix de P_0

1. MONTAGE

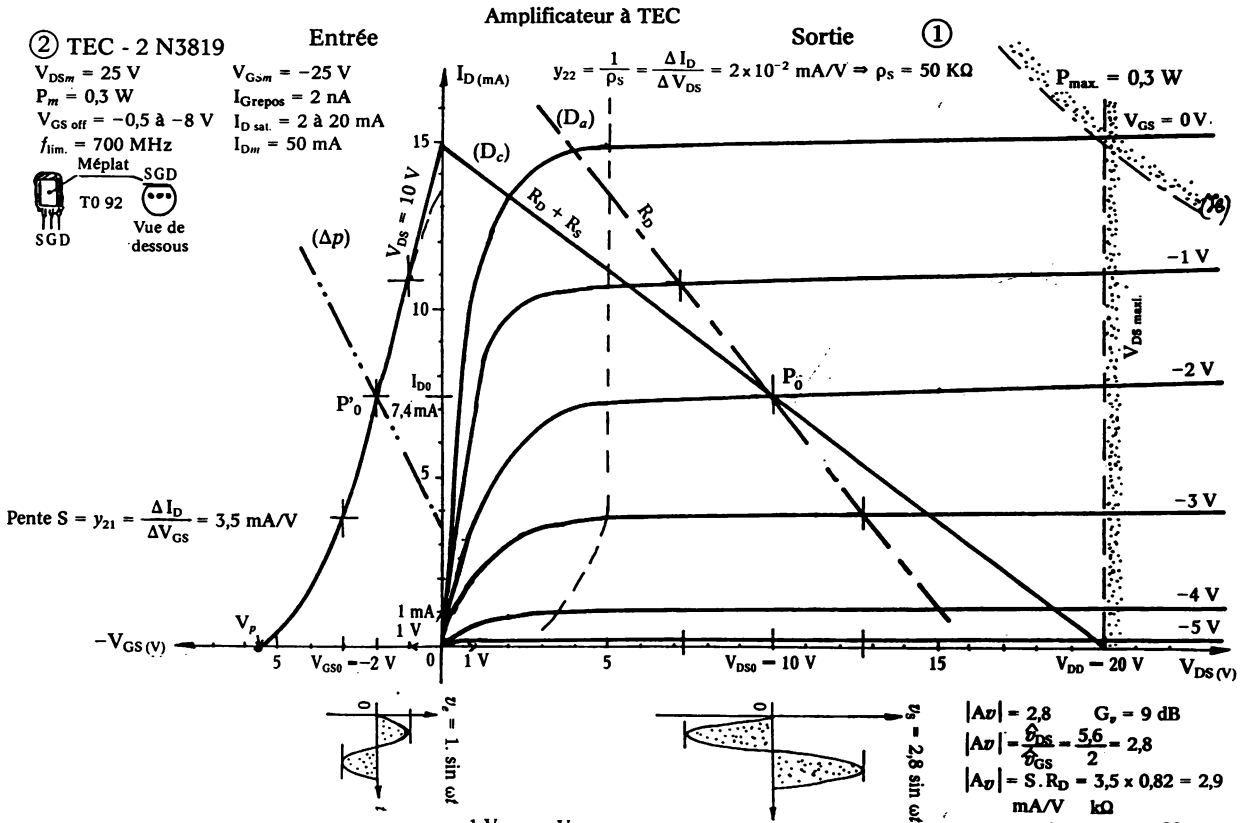


T : 2 N3819



Modèle équivalent au TEC aux variations en faibles signaux

Fig. 4



Étude graphique

Sur le réseau de caractéristiques statiques pour $V_{DS} \simeq \frac{V_{DD}}{2}$, on a $I_D = 7{,}5$ mA et $V_{GS} = -2$ V; $I_{D\,maxi} = 15$ mA pour $V_{DS} = 0$ V donc P_0 de fonctionnement ($V_{DS} = 10$ V; $I_D = 7{,}5$ mA; $V_{GS} = -2$ V) la pente $y_{21} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = 3{,}5$ mA/V et l'admittance de sortie ou conductance :

$y_{22} = \frac{1}{\rho_S} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{DS}} = 2 \times 10^{-2}$ mA/V $\Rightarrow \rho_S = 50$ kΩ

Z entrée élevée 1 000 MΩ, le gain d'amplification :

$$G = \frac{V_{DS}}{V_{GS}} = -R_D \cdot \boxed{\frac{i_d}{V_{GS}}} = -R_D \cdot \boxed{S}$$

amplification faible mais « adaptateur d'impédance » à r_e ↗ et r_S ↘.

2. ÉTUDE FONCTIONNELLE

— Mesure des tensions de polarisation en statique.

— Observations à l'oscilloscope : pour $\hat{V}_e = 1$ V, déduire $|A_v| = \frac{v_s}{v_e}$ observer v_e et v_s avec un signal ∿, puis ⩘, puis ⎍⎍. Déduire $\hat{V}_{e\,maxi}$ *sans* distorsion à f = 1 kHz. Relever la courbe de réponse de l'amplificateur à f variable, $G = g(f)$ et déterminer la bande passante à −3 dB, puis à −6 dB.

Conclusions : utilisation de ce montage comme « adaptateur d'impédance » en étage d'entrée et accouplé à un transistor bipolaire pour augmenter le gain d'amplification pour les faibles signaux.

TRAVAUX PRATIQUES 2

Détecteurs de niveau de liquide

1. MONTAGES

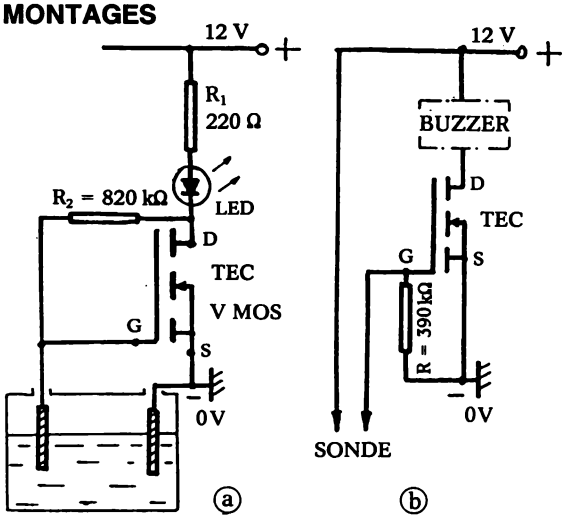
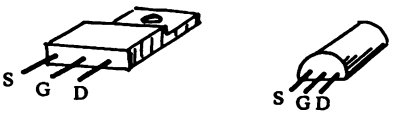


Fig. 5

TEC - MOSFET - Type V MOS



VN 66AF
VN 46AF
(Siliconix)

BD 522
BS 170
(ITT)

Le montage ⓐ allume la LED ou enclenche un BUZZER lorsque le niveau descend en dessous de la sonde (électrodes non en contact avec le liquide).

À l'inverse le montage ⓑ détecte la présence d'eau entre les 2 électrodes de la sonde.

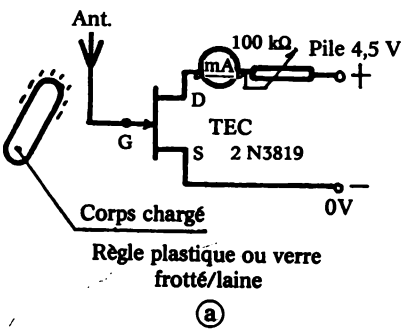
2. ÉTUDE FONCTIONNELLE

Essais de fonctionnement, mesures, explications.

TRAVAUX PRATIQUES 3

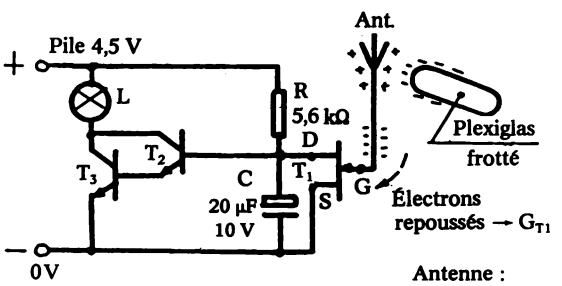
Détecteur de charges électriques

1. MONTAGES



Règle plastique ou verre frotté/laine

ⓐ



ⓑ

T_1 - FET 2 N 3819 - Canal N
T_2 - BC 238 ou 2 N 706
T_3 - 2 N 2219 ou 2 N 1711
L - Lampe 3,5 V-0,2 A ou LED rouge avec R 220 Ω en série

Antenne :
Fil cuivre
l = 20 cm
ø = 2 mm
rigide

Fig. 6

2. ÉTUDE FONCTIONNELLE

Essais de fonctionnement, mesures, explications.

Observations : L s'allume à plus de 1 m de distance de l'antenne en frottant une blouse en nylon, en se peignant, en frottant un stylo Bic,... on peut détecter les charges électriques atmosphériques (air ionisé).

Remarque

plexi frotté approché de ANT → L s'allume (charges −)

éloigné de ANT → L s'éteint.

Expliquez *verre* frotté approché de ANT → L éteinte (charges +)

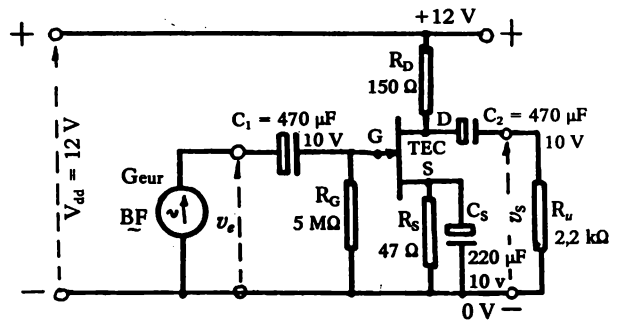
éloigné de ANT → L s'allume.

Interposer un *écran* électrostatique (plaque alu) et mis à terre (par toucher) → L s'éteint.

TRAVAUX PRATIQUES 4

Montage amplificateur à transistor à effet de champ

MATÉRIELS



TEC : 2 N 3819

T = 2 N 3819 ou équivalent.
R_D = 150 Ω.
C_1 = C_2 = 470 µF - 10 V.
R_G = 5 MΩ.
R_S = 47 Ω.
C_S = 220 µF - 10 V.
R_u = 2,2 kΩ.

TEC : 2 N 3819

1. Le générateur fournit un signal v_e de f = 1 kHz, valeur efficace V_e réglable :

— Tracer la courbe $V_S = f(V_e)$.

2. Le générateur fournit un signal v_e de valeur efficace *constante* de f variant de 100 à 5 000 Hz (8 pts de mesures) : $\hat{v}_E$ = 1 V.

— Tracer la courbe $A_v = \frac{V_s}{V_e} = g(f)$. Conclure.

— Mesurer à l'aide de l'oscilloscope le déphasage de v_s, par rapport à v_e.

TROISIÈME PARTIE
L'ÉLECTRONIQUE NUMÉRIQUE OU DIGITALE

MESURE 1. LES CARACTÉRISTIQUES DES CIRCUITS INTÉGRÉS

Caractéristiques, conseils d'utilisation ..... p. 133

MESURE 2. ÉTUDE DES PORTES OU OPÉRATEURS LOGIQUES

TP1 : NON ; TP2 : ET ; TP3 : OU ; TP4 : NAND ; TP5 : NOR ; TP6 : associations NAND, NOR : Universalité ; TP7 : EXOR : EXNOR ; TP8 : dispositifs de visualisation des niveaux logiques ; TP9 : simulateur digital ..... p. 136

Sujet 1 Portes NAND, TTL et CMOS ..... p. 143

Sujet 2 Inverseur logique CMOS ..... p. 144

MESURE 3. LES BASCULES

TP1-2 : bascules RS et $\overline{RS}$ - applications ; TP3 : bascule RSH ; TP4 : bascule D ; TP5 : bascule D à fronts ; TP6 : bascule JK maître-esclave ; TP7 : réalisation d'un chenillard ..... p. 146

MESURE 4. LES COMPTEURS

TP1 : asynchrone ; TP2 : décade BCD ; TP3 : synchrone - décade BCD - circuits intégrés ; TP4 : compteur-décompteur BCD 74192 - applications ; TP5 : compteur 7490 ; TP6 : compteur à affichage numérique 0-9, décodeur et afficheur - réalisation 0-99 ..... p. 155

Sujet 1 Synthèse sur les bascules et leurs applications ..... p. 164

MESURE 5. LES REGISTRES

Généralités - registres et mémoires. TP1 : registre de stockage ; TP2 : registre à décalage à D ; TP3 : registre à décalage à JK ; TP4 : registre en circuit intégré ; TP5 : compteur en anneau Johnson - applications ..... p. 167

MESURE 6. LES OSCILLATEURS ET TRANSFORMATEURS DE SIGNAUX

I - Systèmes astables

TP1 : étude du multivibrateur - horloge ; TP2 : oscillateur à trigger de Schmitt .. p. 171

II - Circuits de mise en forme à trigger

TP3 : étude du circuit ; TP4 : systèmes monostables « temporisateurs » à NAND, à NOR, à INV ..... p. 173

MESURE 7. COMPLÉMENTS - LES CIRCUITS DE TRANSFERT D'INFORMATIONS

I. Les multiplexeurs et démultiplexeurs

TP1 : circuits intégrés ; TP2 : multiplexeur - démultiplexeur pour observation oscilloscopique ..... p. 177

II. Les circuits de calculs : opérateurs arithmétiques

TP1 : additionneur ; TP2 : soustracteur ; TP3 : comparateur ..... p. 179

MESURE N° 1

Les caractéristiques des circuits intégrés

1. LES NIVEAUX LOGIQUES DE COMMUTATION (fig. 1)

En TTL : à V_{CC} = 5 V alimentation

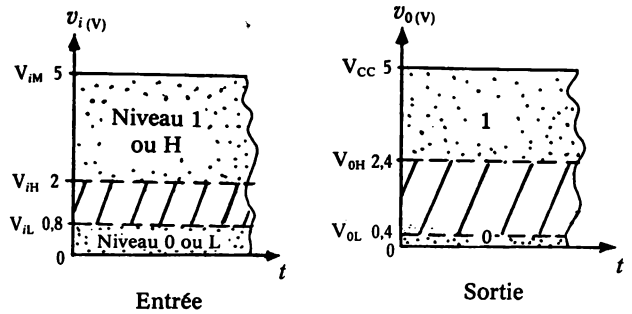


Fig. 1

Notations : indices
i input (entrée) ... *e*
o output (sortie) ... *s*
L Low (bas)
H High (haut)

«1» logique ≡ potentiel +5 V
«0» logique ≡ potentiel 0 V
référence masse

En CMOS : les niveaux logiques dépendent de la tension d'alimentation du circuit intégré, pour $V_{DD} \in$ [3 V; 15 V] et la sortie v_0. Pour v_i on a : «0» de 0 à 1,5 V = v_{iL} et «1» de 3,5 V = v_{iH} à 5 V.

2. LES CARACTÉRISTIQUES DE TRANSFERT, D'ENTRÉE, DE SORTIE

On fera l'étude expérimentale d'une porte NAND (soit NON-ET, ET-complémentée ET) en TTL-7400 pour le relevé des caractéristiques. On reprendra ensuite le même travail pour une porte NAND en CMOS-4011, puis on comparera les résultats obtenus et on vérifiera la conformité avec les données sur la documentation du fabricant. (Brochages : Mesure 2, TP 4.)

2.1. Caractéristique de transfert

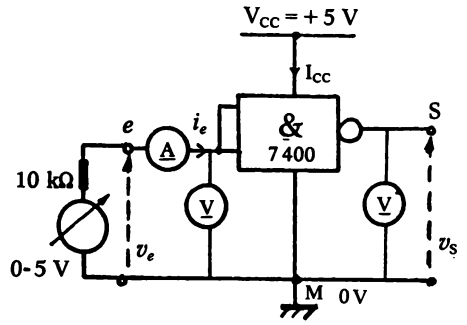
$v_S = f(v_e)$ à $v_{e\,max}$ = 5 V

Montage : figure 2*a*, utiliser des Ⓥ de grande résistance interne. Les 2 entrées de la porte sont reliées entre elles : on obtient une porte «inverseur» NON.

Mode opératoire

Les mesures doivent être rapides pour éviter l'échauffement du circuit intégré ; les caractéristiques varient avec la température.

2a



2b

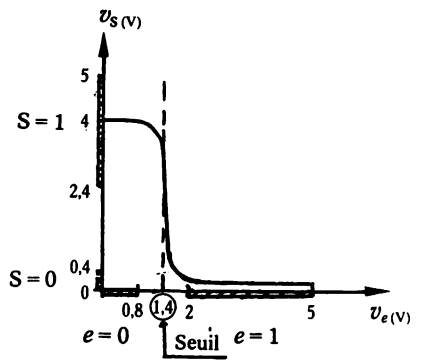


Fig. 2

Résultats

On comparera à la caractéristique moyenne «typique» du fabricant. La porte «bascule» à $v_e \simeq$ 1,4 V. Noter les niveaux logiques :

Pour *e* = «0» (niveau L) ⇒ [0; 0,8 V] on a S = «1» (niveau H) ⇒ [2,4; 5 V].

Pour *e* = «1» ⇒ [2; 5 V] on a S = «0» ⇒ [0; 0,4 V]. On a bien un fonctionnement en inverseur tel que S = $\bar{e}$ (porte NON).

On pourra mesurer la consommation statique de la porte : aux niveaux H et L : si S = 1 on a $I_{CC} \simeq$ 1 mA ; si S = 0 on trouve $I_{CC} \simeq$ 3 mA. Donc la consommation d'une porte est plus élevée quand S est à l'état bas (Low).

En conséquence pour réduire la consommation du circuit intégré, toute porte non utilisée peut être portée au niveau H (High) ou «1» logique (5 V) en sortie.

Visualiser à l'oscilloscope avec un signal d'entrée triangulaire (fig. 3*a*) appliqué sur X position DC, v_S observée sur Y (oscilloscope en fonctionnement XY) (fig. 3*b*).

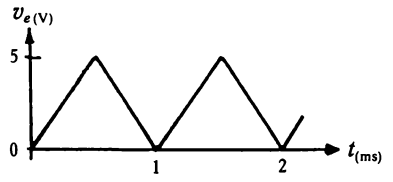
Conclure :

Que vaut le «1», le «0» en sortie ? oscillogramme (figure 3*c*).

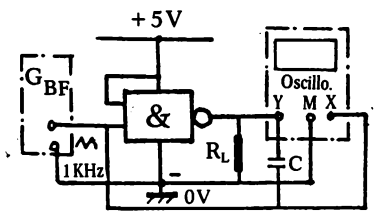
Pour quelles tensions d'entrée la porte bascule-t-elle ?

Déduire la marge d'immunité au bruit et comparer à la documentation constructeur.

3a



3b



3c

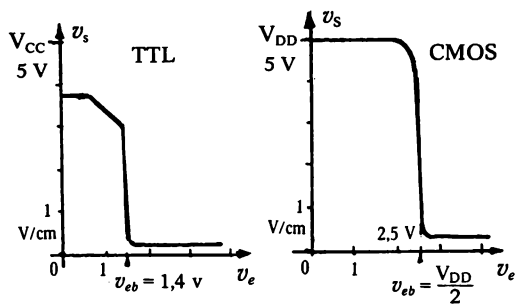


Fig. 3

2.2 Caractéristique d'entrée : $i_e = f(v_e)$ (fig. 4)

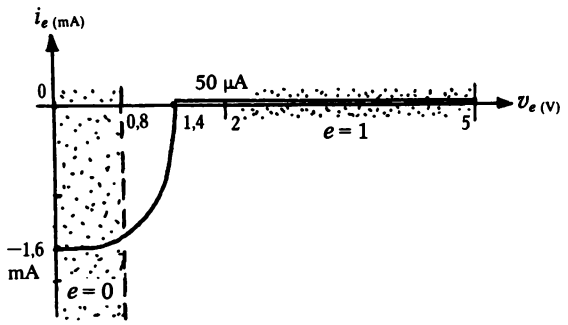


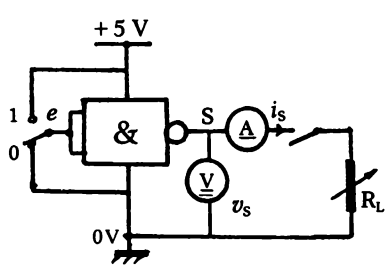
Fig. 4

À $e = 0$ (entrée au niveau logique L) on a i_e négatif (sortant) $\simeq -1{,}6$ mA, absorbé par le circuit de commande (entrée basse impédance).

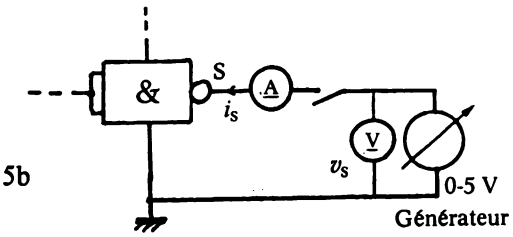
À $e = 1$ (entrée au niveau logique H) on a $i_e \simeq +50$ µA (rentrant) fourni par le circuit de commande (entrée haute impédance).

2.3. Caractéristique de sortie : $i_S = f(v_S)$ (fig. 5c)

5a



5b



5c

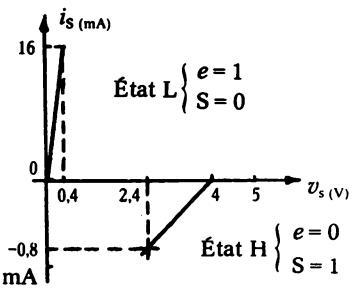
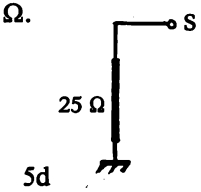


Fig. 5

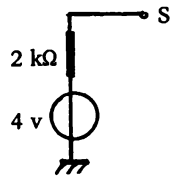
Commentaires

À l'état L pour S = 0 on a i_S rentrant, absorbé par la porte (fig. 5*b*). $i_S \simeq 16$ mA pour $v_S \simeq 0{,}4$ V. Le circuit intégré est récepteur et « vu » de la sortie on a le modèle équivalent de Thévenin (fig. 5*d*) où $E_{Th} = 0$ V et $R_{Th} = \dfrac{0{,}4}{16 \times 10^{-3}} \simeq 25\ \Omega$.

À l'état H pour S = 1 on a i_S sortant, débité par la porte (fig. 5*a*) dans la charge de sortie du circuit intégré suivant (ici on matérialise la charge par R_L de 1 kΩ à 10 kΩ); charge standard {400 Ω; 15 pF}. $i_S \simeq -0{,}8$ mA à $v_S \simeq 2{,}4$ V et $i_S \simeq 0$ pour $v_S \simeq 4$ V. Le circuit intégré est générateur linéaire de modèle équivalent « vu » de la sortie (fig. 5*e*) où $E_{Th} = 4$ V et $R_{Th} = \dfrac{4 - 2{,}4}{0{,}8} \simeq 2$ kΩ pour $R_L \simeq 3$ kΩ; $r_{entrée}$ du circuit intégré $\simeq \dfrac{0{,}8}{1{,}6} \simeq 500\ \Omega$.



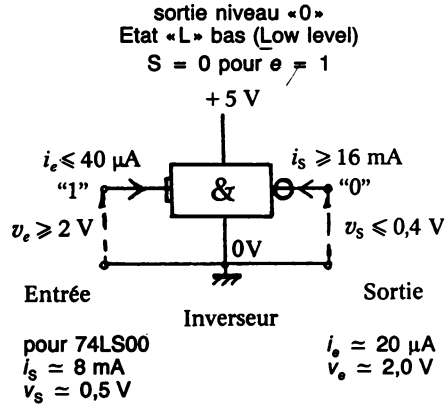
5d



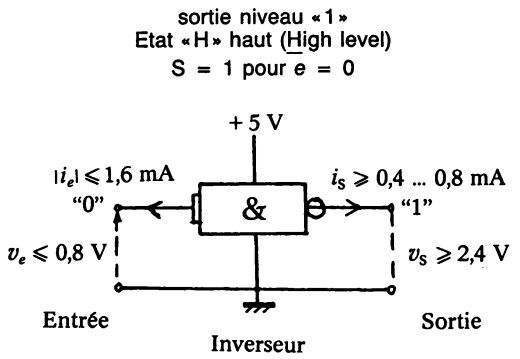
5E

Conclusions

En résumé pour la série TTL 74... on a (fig. 6) :



La porte absorbe 16 mA sur la sortie (opérateur suivant) et 40 µA sur l'entrée (opérateur précédent).
La consommation d'une porte est plus élevée quand S est à l'état bas.



pour 74LS00
$i_S \simeq -400\ \mu A$
$v_S \simeq 2{,}7$ V
$i_e \simeq -360\ \mu A$
$v_e \simeq 0{,}7$ V

La porte fournit 0,4 à 0,8 mA en sortie et 1,6 mA au circuit d'entrée (injection ou évacuation).

3. LES PROBLÈMES TECHNOLOGIQUES

Lors de l'utilisation des portes logiques, on risque d'être confronté à des problèmes d'*incompatibilité* entre portes de familles différentes (TTL... CMOS) et à des problèmes de *structure* liés aux types de sorties (« totem-pôle » et « open-collector »).

Conseils d'utilisation pratique non destructive des circuits intégrés

Les circuits intégrés « standard TTL » courants 74XX et 74LSXX que nous avons utilisés pour l'initiation expérimentale à l'électronique digitale sont appelés à disparaître dans un proche avenir pour être remplacés par les séries plus performantes 74HCXX et 74HCTXX en technologie CMOS.

Précautions d'emploi

Les circuits intégrés CMOS sont cependant plus fragiles et d'emploi plus délicat. Le risque de destruction par les charges électrostatiques nécessite les précautions de manipulation suivantes : stockage du circuit intégré, broches implantées sur une plaque de mousse graphitée conductrice ou sur papier d'aluminium ; pour le montage et la soudure sur circuit imprimé, éviter les vêtements (blouses) synthétiques porteurs de charges électrostatiques, les moquettes de sol ; mise à la terre des personnes (« toucher la masse » pour décharger le corps), isolement des fers à souder du secteur et mise à la masse (et à la terre) des parties métalliques ; la soudure des broches sur le circuit intégré doit être rapide ; industriellement elle se fait par le procédé dit « à la vague ».

Dans les circuits intégrés modernes, les entrées sont protégées par des dispositifs à résistors et diodes.

Fixer les potentiels des *entrées non utilisées* ou « en l'air » : on doit les connecter aux entrées actives utilisées de la même porte, ou au $+V_{DD}$ (par un résistor de 1 kΩ... 4,7 kΩ) pour un NAND, ou au $-V_{SS}$ (0 V, masse) pour un NOR.

Pour une utilisation déterminée dans un montage, les critères de choix du circuit intégré diffèrent par la vitesse de commutation et la consommation. On doit se reporter à la documentation des fabricants et aux ouvrages spécialisés.

Pour associer des circuits intégrés de familles différentes (compatibilité) consulter le tableau résumé ci-dessous et s'assurer que les niveaux logiques soient les mêmes de part et d'autre, que les courants de sortie et d'entrée des circuits intégrés soient aussi compatibles.

I. FAMILLES LOGIQUES

TTL - série 74 - Transistor - Transistor - Logic - Logique bipolaire - TTL standard
L - TTL - série 74L - Low Power - TTL - Logique bipolaire à faible consommation
H - TTL - série 74H - High Speed - TTL - Logique bipolaire rapide
S - TTL - série 74S - Schottky - TTL Logique bipolaire à diodes Schottky, rapide et à consommation réduite
LS - TTL - série 74LS - Low Power Schottky - Rapide, à faible consommation
ALS - TTL - série 74ALS - Advanced LS - TTL - Logique bipolaire, vitesse accrue, consommation réduite
CMOS - série 4000 - Complementary metal oxyde semi-conductor - Logique CMOS à très faible consommation mais vitesse plutôt basse
HC - MOS - série 74HC - High Speed CMOS - Vitesse comparable à la LS - TTL et consommation faible
HCT - MOS - série 74HCT - Catégorie HC compatible avec la LS - TTL
Valeurs maximales en CMOS : $V_{DD} \in [-0{,}5\ ;\ +18\ V]$; $V_e \in [-0{,}5\ ;\ +0{,}5\ V]$; I_e et $I_S \simeq 10$ mA ; $P_{max/sortie} \simeq 100$ mW

II. TABLEAUX COMPARATIFS

caractéristiques	TTL			CMOS		
	7400	74 LS	74 ALS	4000	74 HC	74 HCT
tension d'alimentation (V)	5	5	5	3 à 18	2 à 6	5
dissipation par porte (mW)	10	2	1	2,5	2,5	2,5
temps de propagation (nS)	10	9,5	4	40	9	9

III. NIVEAUX LOGIQUES D'ENTRÉE ET DE SORTIE

	TTL	LS-TTL	ALS-TTL	CMOS	HCT-MOS	HC-MOS	
VCC (V)	5 V ± 5 %	5 V ± 5 %	5 V ± 5 %	3 à 18 V 5 V	5 V ± 10 %	2 à 6 V 5 V ± 10 %	3 V
U_{e_1} (V)	2,0	2,0	2,0	3,5	2,0	3,15	2,1
U_{e_0} (V)	0,8	0,8	0,8	1,5	0,8	1,1	0,6
U_{s_1} (V)	2,4	2,7	2,7	4,5	3,7	3,7	2,2
U_{s_0} (V)	0,5	0,5	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4

Notations : U_{e_1} et U_{e_0} tensions d'entrée aux niveaux logiques haut « 1 » et bas « 0 » ; U_{s_1} et U_{s_0} tensions de sortie aux niveaux logiques « 1 » et « 0 ». Les valeurs indiquées sont les minimales en « 1 » et les maximales en « 0 ».

MESURE N° 2

Étude des portes ou opérateurs logiques

On étudiera les opérateurs élémentaires de la logique combinatoire, expérimentalement, en Travaux Pratiques (TP).

TRAVAUX PRATIQUES 1

L'inverseur logique ou porte « NON » (Not)

1. On utilisera le circuit intégré (CI) 7404 en TTL ou son équivalent 4069 en CMOS, de brochages identiques (fig. 1). Ce circuit intégré comporte 6 inverseurs. On l'alimentera en V_{CC} = 5 V (TTL) et V_{DD} = 5 V (CMOS).

1.1. Essai de fonctionnement des 6 portes NON. Établir la table de vérité. Déduire l'équation logique. Visualisation par LED.

1.2. Tracer la caractéristique de transfert $v_s = f(v_e)$. On réalisera le montage d'essais (fig. 2) et on complètera le tableau des mesures pour $v_e \in [0; 5\ V]$.

v_e (V)	0	0,5	0,8	1	1,2	1,5	1,7	2	2,5	3	3,5	4,5
v_s (V)	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.

1.3. Exploitation de la caractéristique : déterminer les niveaux logiques d'entrée et de sortie correspondants aux niveaux « 0 » et « 1 » en TTL, puis en CMOS. Comparer les résultats obtenus pour les 2 familles TTL et CMOS : tension d'entrée de basculement v_{eb} (commutation de S de « 1 » à « 0 »).

Rapports $\frac{v_{eb}}{V_{CC}}$ (TTL) et $\frac{v_{eb}}{V_{DD}}$ (CMOS).

Conclusions.

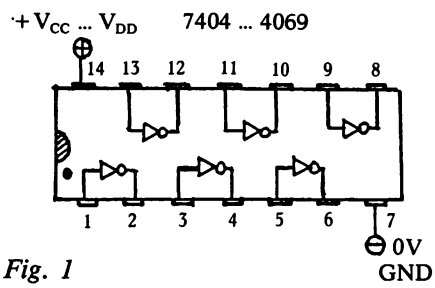
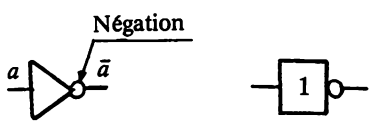


Fig. 1

Symboles



Symboles

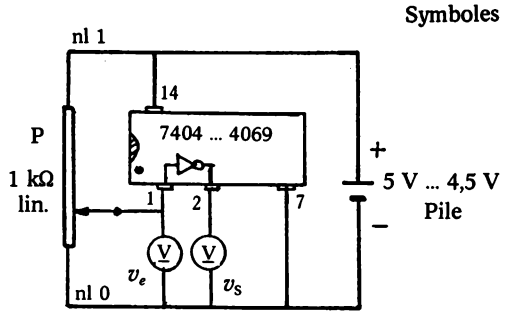


Fig. 2

e	s
0	.
1	.

S = ...

2. APPLICATION

Réaliser le montage opto-électronique (fig. 3). La porte NON est associée à une LDR (photo-résistor). Expliquez le fonctionnement du dispositif à la suite de vos observations.

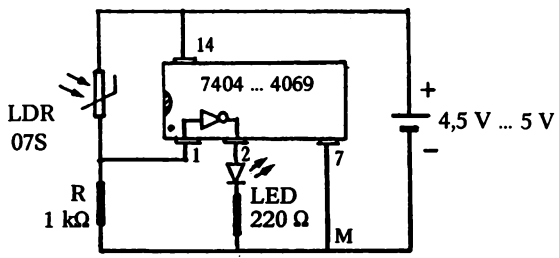


Fig. 3

Indications

Quand la LDR est éclairée $R_{LDR} < 0{,}5\ k\Omega$; quand la LDR est occultée R_{LDR} > quelques MΩ. Prévoir le fonctionnement dans les 2 cas. Mesurer les tensions d'entrée et de sortie correspondantes u_{1M} et u_{2M}. Compléter le tableau d'analyse fonctionnelle :

	u_{1M} (V)	u_{2M} (V)	e	s	état de la LED
L_{DR} éclairée					
L_{DR} occultée					

TRAVAUX PRATIQUES 2

La porte ET (And)

On effectuera les montages d'essais sur la boîte « portes logiques » (fig. 4). Les circuits intégrés proposés sont le « 7408 » (TTL) et le « 4081 » (CMOS) à 4 opérateurs ET-2 entrées dont les brochages sont donnés (fig. 5).

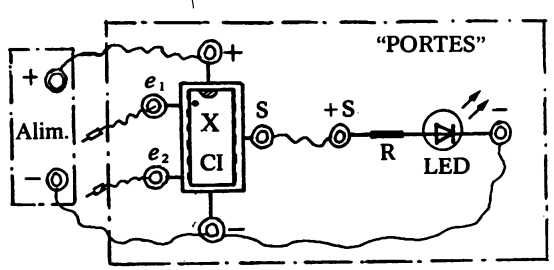


Fig. 4

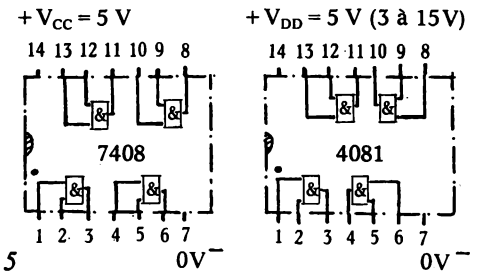


Fig. 5

Matériels pour la réalisation de la boîte «portes» logiques

1 boîtier TELKO-plastique; 1 support circuit intégré DIL-14 broches; 7 douilles «banane» ∅ 4 mm (de couleur); 1 LED-Rouge; 1 résistor R = 220 Ω - 1/2 W - 1 jeu de cordons pour connexions extérieures; prévoir une alimentation 5 V-0,5 A, à régulateur de tension 7805 intégré (montage TP électronique). On travaillera en logique positive (LP) où la tension la plus positive + V_{CC} ou + V_{DD} (+ 5 V) équivaut au niveau Haut «1» et le OV-GND équivaut au niveau bas «0».

MODE OPÉRATOIRE - TRAVAIL DEMANDÉ

1. Faire le montage permettant de vérifier les 4 portes (en TTL, puis en CMOS). Attention à ne pas inverser les polarités d'alimentation ⊕ br 14 et ⊖ br 7.

2. Établir la table de vérité, donner l'équation logique de la fonction réalisée, puis énoncer la propriété caractéristique. Quel est le niveau logique équivalent à une entrée «en l'air»? (non connectée à un potentiel déterminé).

Conclusions.

INDICATIONS - COMMENTAIRES

Table de vérité

a	b	S
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

— entrées : a, b; sortie : S

— relevé expérimental de la table de vérité (TV)

— équation de la fonction obtenue :

à l'aide de la table de vérité on tire : $S = a \cdot b$ ou $S = ab$

⇒ fonction logique ET (produit logique).

Remarque

avec S = 0, on a :

$$\overline{S} = \bar{a}\,\bar{b} + \bar{a}b + a\bar{b} = \bar{a}\,\underbrace{(\bar{b} + b)}_{1} + a\bar{b}$$

soit $\overline{S} = \bar{a} + a\bar{b} = \underbrace{(\bar{a} + a)}_{1} \cdot (\bar{a} + \bar{b})$

$$\Rightarrow \overline{S} = \bar{a} + \bar{b} \text{ donc } S = \overline{\bar{a} + \bar{b}} = ab$$

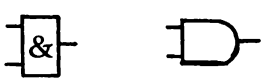
On retrouve le théorème de De Morgan. Les contacts a et b sont en série.

— propriété caractéristique : S = 1 si toutes les entrées sont à 1 et S = 0 si une des entrées est à 0.

— une entrée «en l'air» correspond au «1» logique.

Symboles

porte ET
produit logique.



TRAVAUX PRATIQUES 3

La porte OU (OR)

On utilisera les circuits intégrés «7432» (TTL) et 4071 (CMOS) à 4 opérateurs OU - 2 entrées dont les brochages sont donnés (fig. 6).

MODE OPÉRATOIRE. TRAVAIL DEMANDÉ : identique à TP2.

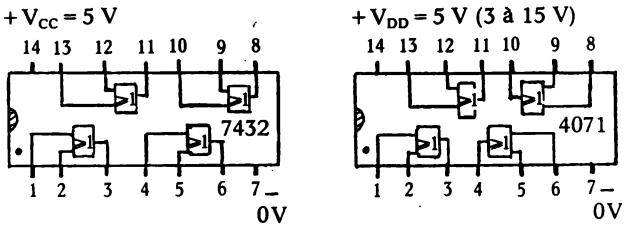
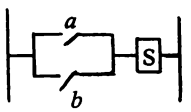


Fig. 6

INDICATIONS. COMMENTAIRES

Table de vérité



a	b	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

— Entrées : a et b; sortie : S.

— Relevé expérimental de la table de vérité (TV).

— Équation de la fonction obtenue : à l'aide de la table de vérité, on tire avec S = 0 :

$$\overline{S} = \bar{a} \cdot \bar{b} \Rightarrow S = \overline{\overline{S}} = \overline{\bar{a} \cdot \bar{b}}$$

soit en appliquant le théorème de De Morgan $\boxed{S = a + b}$ fonction logique OU (inclusif) somme logique.

Remarque : avec S = 1, on a :

$$S = \bar{a}b + a\bar{b} + ab \Rightarrow S = a\underbrace{(b + \bar{b})}_{1} + \bar{a}b$$

$$= a + \bar{a}b = \underbrace{(a + \bar{a})}_{1} \cdot (a + b) \Rightarrow S = a + b$$

Les contacts a et b sont en «parallèle» en technologie électrique à contacts.

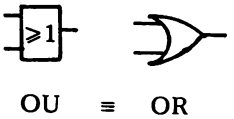
— Propriété caractéristique : S = 0 si toutes les entrées sont à 0 et S = 1 si *une au moins des entrées* est à 1 (c'est la signification du signe ≥ 1 placé dans le symbole de l'opérateur OU).

On reverra les propriétés des opérations OU, ET, en algèbre logique et notamment *la distributivité* du OU sur le ET qui n'est pas permise en algèbre classique.

— Vérifier si une entrée «en l'air» équivaut toujours à «1».

Symboles

porte OU
somme logique



TRAVAUX PRATIQUES 4

La porte NAND (NON-ET)

C'est la porte ET-complémentée soit $\overline{ET}$. Elle est réalisée par les circuits intégrés du type « 7400 » (TTL) et « 4011 » (CMOS) qui possèdent 4 opérateurs NAND à 2 entrées dans un seul boîtier (fig. 7).

MODE OPÉRATOIRE. TRAVAIL DEMANDÉ : identique à TP2.

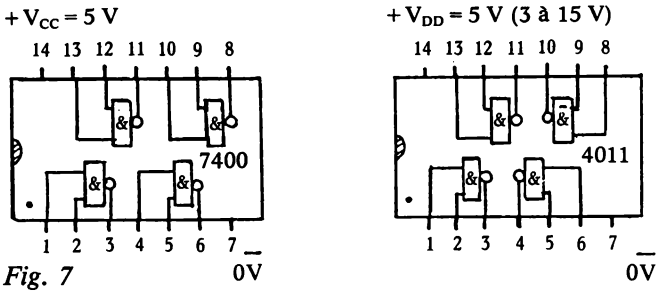


Fig. 7

INDICATIONS. COMMENTAIRES

Table de vérité

a	b	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

— Entrées : a et b; sortie S.

— Relevé expérimental de la table de vérité (TV).

— Équation de la fonction obtenue : à l'aide de la table de vérité on tire :

avec S = 0, $\overline{S} = a \cdot b \Rightarrow S = \overline{a \cdot b}$ fonction logique $\overline{ET}$ (lire ET barre ou ET complémentée) désignée généralement par NAND (not. and).

avec S = 1, on a : $S = \bar{a}\bar{b} + \bar{a}b + a\bar{b}$ soit $S = \bar{a}\underbrace{(b + \bar{b})}_{1} + a\bar{b} = \bar{a} + a\bar{b} = \underbrace{(\bar{a} + a)}_{1} \cdot (\bar{a} + \bar{b})$

$\Rightarrow S = \bar{a} + \bar{b}$. La sortie d'un NAND est une expression en OU.

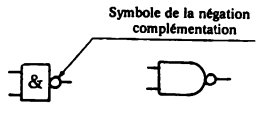
On retrouve le théorème de De Morgan :

$$\overline{a \cdot b} = \bar{a} + \bar{b}$$

— Propriété caractéristique : S = 0 si toutes les entrées sont à 1 et S = 1 si une des entrées est à 0. On peut encore dire que le « 0 » est dominant car il impose « 1 » en sortie, ou aussi que si l'état des 2 entrées est le même, l'état de la sortie est l'inverse. La commande à 1 de la sortie (SET ≡ S = 1) se fait par la transition au niveau bas (échelon $^{1}\!\!\searrow_{0}$).

— Toute entrée non utilisée est à l'état 1. Justifier alors, pourquoi une entrée « en l'air » d'un NAND (non connectée ≡ NC), doit être reliée au niveau logique « 1 » ou à une entrée active.

Symboles



porte $\overline{ET}$, NAND

TRAVAUX PRATIQUES 5

La porte NOR (NON-OU)

C'est la porte OU-complémentée soit $\overline{OU}$. On étudiera les circuits intégrés qui la réalisent, du type « 7402 » (TTL) et 4001 (CMOS) possédant 4 opérateurs NOR à 2 entrées dans un seul boîtier (fig. 8).

MODE OPÉRATOIRE. TRAVAIL DEMANDÉ : identique à TP2.

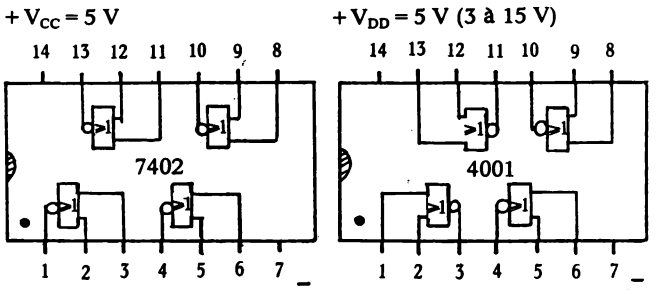


Fig. 8

INDICATIONS. COMMENTAIRES

Table de vérité

a	b	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

— Entrées : a et b; sortie : S.

— Relevé expérimental de la table de vérité (TV).

— Équation de la fonction obtenue : à l'aide de la table de vérité on tire :

avec S = 1, $S = \bar{a} \cdot \bar{b}$.

avec S = 0, on a : $\overline{S} = \bar{a}b + a\bar{b} + ab$ soit : $\overline{S} = a\underbrace{(b + \bar{b})}_{1} + \bar{a}b = a + \bar{a} \cdot b = \underbrace{(a + \bar{a})}_{1} \cdot (a + b)$

$\Rightarrow \overline{S} = a + b$ d'où $S = \overline{a + b}$. On retrouve encore le théorème de De Morgan : $\overline{a + b} = \bar{a} \cdot \bar{b}$; la sortie d'un NOR est une expression en ET.

— Propriété caractéristique : S = 1 si toutes les entrées sont à 0 et S = 0 si une des entrées est à 1 (signe ≥ 1); le « 1 » est dominant car il impose « 0 » en sortie. La commande à 0 de la sortie (RESET ≡ RAZ ⇒ S = 0) se fait par la transition au niveau haut (échelon $_{0}\!\!\nearrow^{1}$).

— Justifier pourquoi une entrée « en l'air » d'un NOR doit être *reliée au niveau logique « 0 »* ou à une entrée active (utilisée). En effet, l'entrée inutilisée, « en l'air », ne doit pas être reliée à « 1 » car elle imposerait « 0 » en sortie et rendrait la porte NOR inutilisable.

Symboles

porte $\overline{OU}$, NOR ... NI

TRAVAUX PRATIQUES 6

L'association des portes : universalité des opérateurs NAND et NOR

Le but de ce TP est de découvrir l'universalité des opérateurs NAND et NOR, c'est-à-dire par associations de NAND, ou de NOR de réaliser les fonctions simples NON, ET, OU.

TRAVAIL PROPOSÉ

Établir les chronogrammes de chaque association de NAND, puis de NOR pour réaliser les fonctions NON, ET, OU. On justifiera le chronogramme proposé à l'aide des propriétés de l'algèbre logique. On rappelle que pour construire un chronogramme, on part de la sortie S (connaissant l'équation logique de l'opérateur à réaliser) puis on remonte vers les entrées (variables logiques *a*, *b*...).

Effectuer les montages et vérifier leur exactitude en établissant expérimentalement leur table de vérité. Il reste entendu que le montage optimal sera celui utilisant le minimum d'opérateurs.

Attention !

Respectez la règle du jeu : pour que votre travail de recherche et votre effort personnel soient profitables et vous conduisent à une découverte enrichissante, vous ne regarderez les indications-commentaires qu'après avoir effectué sérieusement le travail proposé.

Si le montage ne fonctionne pas, recherchez l'erreur commise et rectifiez pour obtenir le résultat souhaité.

INDICATIONS. COMMENTAIRES

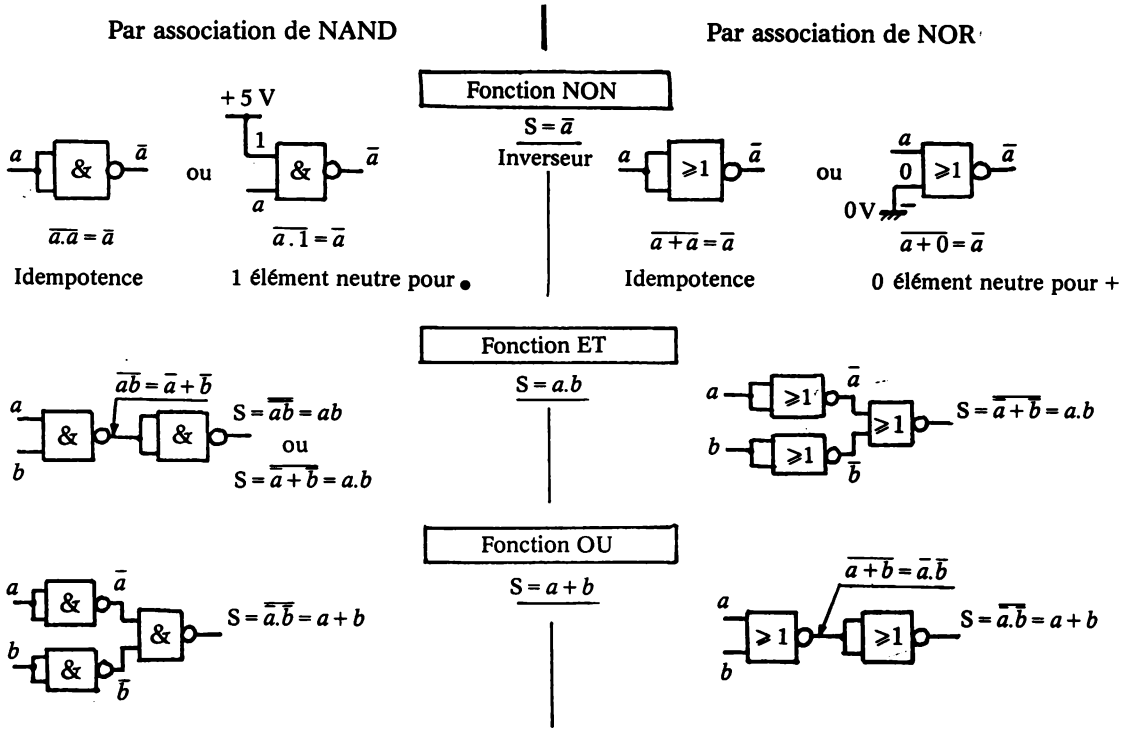


Fig. 9

Rappel du théorème de De Morgan : pour complémenter une expression logique il faut changer les signes opératoires (· en + ; + en ·) et complémenter les termes.

Soit : $\overline{a \cdot b} = \bar{a} + \bar{b}$ et $\overline{a + b} = \bar{a} \cdot \bar{b}$

TRAVAUX PRATIQUES 7

La porte OU-Exclusif (EXOR)

1. Démontrer que le logigramme ci-contre, à NAND, réalise la fonction OU-Exclusif (EXOR) définie par l'équation $S = a \oplus b = a\bar{b} + \bar{a}b$ (fig. 10). Prévoir la table de vérité.

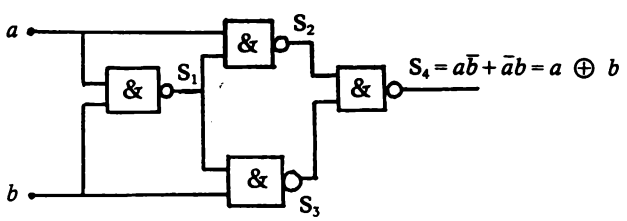


Fig. 10

2. Réaliser le montage ; établir expérimentalement la table de vérité et vérifier sa conformité avec celle prévue question 1.

Retrouver l'équation donnée de la fonction EXOR à partir de la table de vérité établie. Enoncer la propriété caractéristique. Comparer avec la fonction OU-inclusif.

3. Effectuer le montage du circuit intégré 7486 (TTL) ou 4030 (CMOS) EXOR à 4 portes - 2 entrées. Faire le test de fonctionnement suivant la procédure des TP précédents (fig. 11).

4. Démontrer que la fonction « *NON-OU Exclusif* » soit EXNOR ≡ $\overline{\text{EXOR}}$ (EXOR complémentée) **appelée « fonction parité »** et désignée par $S = a \odot b = \overline{a \oplus b}$, a pour équation $S = a \odot b = ab + \bar{a}\,\bar{b}$. Effectuer le montage du circuit intégré 74266 (TTL) ou 4077 (CMOS), $\overline{\text{EXOR}}$ à 4 portes - 2 entrées. Établir la table de vérité suivant la procédure « Test » des TP précédents. Énoncer la propriété caractéristique (fig. 12).

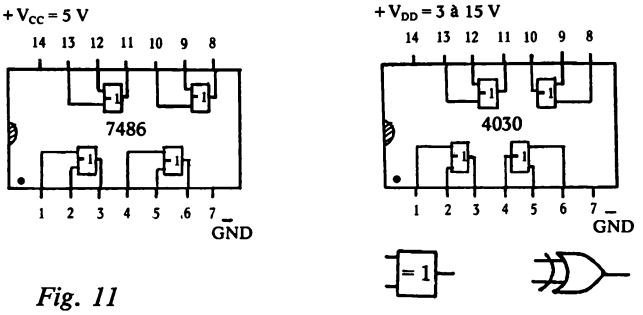


Fig. 11

Symboles : EXOR

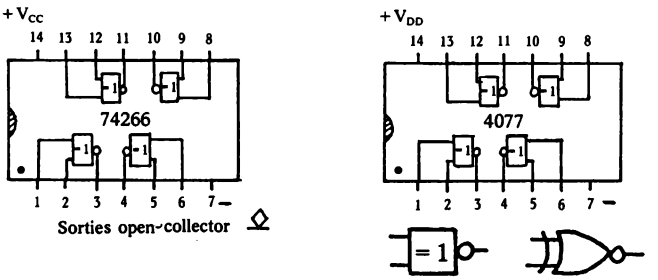


Fig. 12

Symboles : EXNOR

INDICATIONS - COMMENTAIRES

1. On a : $S_1 = \overline{a\bar{b}}$; $S_2 = \overline{a \cdot \overline{a\bar{b}}}$; $S_3 = \overline{b \cdot \overline{a\bar{b}}}$;

$$S_4 = \overline{a \cdot \overline{a\bar{b}}} \cdot \overline{b \cdot \overline{a\bar{b}}} ;$$

soit $S_4 = a \cdot \overline{a\bar{b}} + b \cdot \overline{a\bar{b}} = \overline{a\bar{b}}\ (a + b)$

$$\Rightarrow S_4 = (\bar{a} + \bar{b}) \cdot (a + b)$$

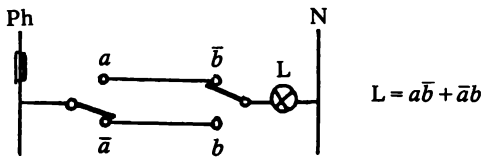
ou encore $S_4 = \underbrace{a\bar{a}}_{0} + a\bar{b} + \bar{a}b + \underbrace{b\bar{b}}_{0}$;

soit finalement $S_4 = a\bar{b} + \bar{a}b = a \oplus b$.

On l'appelle aussi la fonction « dilemme ». On rencontre, en applications, le montage « va-et-vient » en éclairage électrique de couloir.

Table de vérité prévue EXOR

a	b	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0



"Va-et-vient"

2. À partir de la table de vérité établie expérimentalement on vérifie que :

— pour S = 1, on a : $S = a\bar{b} + \bar{a}b$ équation de la fonction OU-Exclusif.

— pour S = 0, on a : $\bar{S} = \bar{a}\,\bar{b} + ab$

$$\Rightarrow S = \bar{\bar{S}} = \overline{\bar{a} \cdot \bar{b} + a \cdot b} = (a + b) \cdot (\bar{a} + \bar{b})$$

soit $S = a\bar{b} + \bar{a}b$.

— propriété de la porte EXOR : S = « 1 » si exclusivement l'une ou l'autre des entrées est à « 1 », mais pas les 2 ensembles ; S = « 0 » si les 2 entrées sont dans le même état logique (soit à « 0 », soit à « 1 »).

Application : pour les « *tests* » *comparatifs* en micro-informatique :

$a \oplus b = 0 \Leftrightarrow a = b$ et $a \oplus b = 1 \Leftrightarrow a \neq b$.

3. La fonction parité

$S = \overline{a \oplus b} = a \odot b = (a + \bar{b})\,(\bar{a} + b) = ab + \bar{a}\,\bar{b}$ soit NON-OU Exclusif ou EXNOR ≡ $\overline{\text{EXOR}}$.

On a : $S = a \odot b = \overline{a \oplus b} = \overline{a\bar{b} + \bar{a} \cdot b}$

$$\Rightarrow S = (\bar{a} + b) \cdot (a + \bar{b}) = \underbrace{a\bar{a}}_{0} + ab + \bar{a}\,\bar{b} + \underbrace{\bar{b}b}_{0}$$

$$\Rightarrow S = ab + \bar{a}\,\bar{b}.$$

Table de vérité prévue EXNOR

a	b	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

À partir de la table de vérité vérifiée expérimentalement on a :

— pour S = 1, $\bar{S} = \bar{a}\,\bar{b} + ab$

— pour S = 0, $\bar{S} = \bar{a}b + a\bar{b} = \overline{a \oplus b}$

$\Rightarrow S = (a + \bar{b}) \cdot (\bar{a} + b) \Rightarrow S = ab + \bar{a}\,\bar{b}$.

La porte 74266 à sorties à collecteurs ouverts peut être utilisée comme *comparateur* 4 bits.

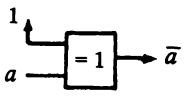
— propriété : on a $a \odot b = 1$ si $a = b$ et $a \odot b = 0$ si $a \neq b$ (circuit de coïncidence).

Remarques

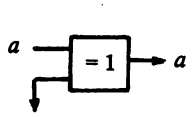
Pour des portes à *3 entrées a, b, c*, on a : pour $S = a \oplus b \oplus c$ la valeur 1 lorsqu'un *nombre impair* de variables d'entrées à 1 ; pour $S = a \odot b \odot c$ la valeur 1 lorsqu'un *nombre pair* (0 ou 2) de variables d'entrées sont à 1.

EXERCICES

Justifier les montages suivants :



Inverseur (NON)



$1 \oplus a = \bar{a}$

$0 \oplus a = a$

0 Non inverseur (OUI)

TRAVAUX PRATIQUES 8

Dispositifs de visualisation des niveaux logiques

1. On désire, pour compléter l'équipement d'étude des « portes logiques » du laboratoire d'électronique, réaliser un dispositif de visualisation des niveaux logiques Haut (H ou 1) et bas (L ou 0) en technologie TTL. On propose le montage à diode électroluminescente ou LED associée à un transistor en commutation (fig. 13).

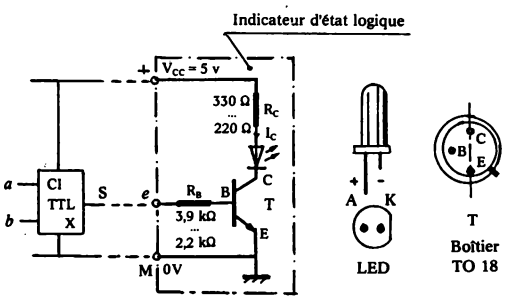


Fig. 13

Caractéristiques des composants :

— LED « rouge » : V_D seuil de conduction $\simeq$ 1,6 V; $I_D \simeq$ 10 mA; ρ_D négligeable.

— Transistor : NPN faible puissance 0,5 W - 2N2222, BC 10 8...

On prendra en commutation : $V_{CE\ sat} \simeq 0$ V; $V_{BE\ sat} \simeq 0{,}7$ V; $\beta_{sat} \in [50; 200]$; on impose $I_{B\ sat} = 2 I_{B\ sat\ mini}$ dans les conditions les plus défavorables; en TTL on a $V_{CC} = +5$ V.

Niveaux de sortie de l'opérateur TTL :

— Au niveau haut « H » on a : $V_{0H} \in [2{,}4$ V; 5 V].

— Au niveau bas « L » on a : $V_{0L} \in [0{,}2$ V; 0,5 V].

1.1 Justifier par le calcul les valeurs des résistors R_B et R_C choisis dans la série normalisée E12 ± 10 % - 1/4 W.

1.2. Calculer les valeurs de R_B et R_C adaptées à la série CMOS pour $V_{DD} = 9$ V et les valeurs des niveaux de sortie indiquées dans les chapitres précédents (soit $V_{0H} \in [4{,}5; 9$ V] et $V_{0L} \in [0{,}1; 0{,}4$ V].

INDICATIONS. COMMENTAIRES

1.1. Calcul de R_C : T saturé, LED éclairée, on a dans la maille : $0 = V_{CC} - V_{sat} - R_C I_C - V_{LEd}$

$$\Rightarrow R_C = \frac{V_{CC} - (V_{sat} + V_{LED})}{I_C}$$

$\Rightarrow$ avec $I_C = I_D = 10$ mA,

$$R_C = \frac{5 - (0 + 1{,}6)}{10} \simeq 0{,}34\ \text{k}\Omega$$

On peut prendre $R_C = 330\ \Omega$ (mais $R_C = 220\ \Omega$) convient.

— Calcul de R_B : dans le cas le plus défavorable on a : $I_{B\ sat\ mini} = \frac{I_{C\ sat}}{\beta_{S\ mini}} = \frac{10}{50} = 0{,}2$ mA; en prenant $I_B = 2\ I_{B\ sat\ mini}$ soit $I_{B\ sat} = 0{,}4$ mA, on a :

$$R_B = \frac{V_{0H\ mini} - V_{BE\ sat}}{I_{B\ sat}} = \frac{2{,}4 - 0{,}7}{0{,}4} \simeq 4{,}3\ \text{k}\Omega$$

soit $R_B \simeq 3{,}9$ kΩ (mais $R_B = 2{,}2$ kΩ convient encore). (Avec $R_C = 220\ \Omega$ on aurait $I_C \simeq 15$ mA, $I_{B\ sat} \simeq 0{,}6$ mA et $R_B \simeq 2{,}8$ kΩ.)

1.2. En CMOS on trouverait $R_C = 820\ \Omega$ à 1 kΩ et $R_B = 10$ kΩ.

2. DISPOSITIF DE VISUALISATION DES NIVEAUX LOGIQUES À AFFICHEUR NUMÉRIQUE

On utilise un afficheur numérique 7 segments à LED, monté en voltmètre à affichage 0-1 logique qui sera apte à donner le niveau de sortie d'un transistor, d'une porte, d'une bascule en langage binaire logique.

L'afficheur numérique est un circuit intégré à luminescence rouge, verte, orange que l'on placera sur un support soudé au circuit imprimé du dispositif de visualisation. On trouve dans le commerce deux types d'afficheurs à LED - 7 segments et point décimal : l'afficheur à anodes communes (AC) et l'afficheur à cathodes communes (CC) (fig. 14*a* et *b*).

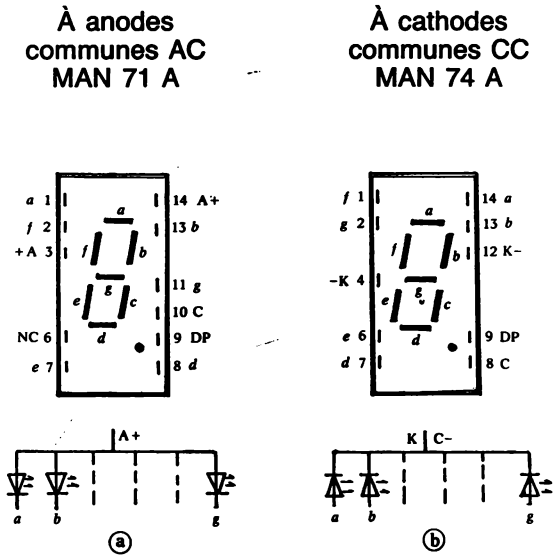


Fig. 14

LED - ROUGES - Afficheurs 7 segments 7,62 mm (0,3 inch) - boîtier DIL - 14 br - dimensions (mm) $\simeq$ L 19 - ℓ 10 - h 5.

Caractéristiques

à 25 °C ambiante

$I_{V\ mini}$ $I_F = 10$ mA (µcd)	I_F mA	V_F $I_F = 20$ mA (V)	V_R (V)	P_{totale} (mW)	R_{th} - jc °C/W /seg
125	30	2	6	480	160

2.1. Réalisation du voltmètre à affichage 0-1 à cathodes communes

Monter la maquette du dispositif de visualisation suivant la figure 15 sur circuit imprimé.

Expliquer le fonctionnement dans les 2 cas :

— Entrée E au « 1 » logique ⇒ affichage du 1.

— Entrée E au « 0 » logique ⇒ affichage du 0.

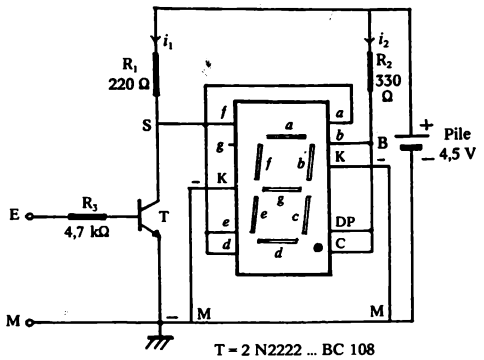


Fig. 15

INDICATIONS. COMMENTAIRES

L'entrée E est reliée à la sortie du circuit intégré dont on veut connaître le niveau logique ; la masse M est à la masse du circuit intégré en essais.

Fonctionnement :

L'entrée E est à « 1 » ; T est passant, $v_S \simeq 0$ ($v_{sat} \simeq 0$ V) donc les segments *a*, *d*, *e*, *f* ont leurs anodes à 0 V, et restent éteints. Les segments *b*, *c*, DP sont alimentés en 4,5 V, donc $4{,}5 = 330\, i_2 + 2$ (V_F LED $\simeq 2$ V) soit $i_2 \simeq 7{,}6$ mA et chaque segment est traversé par $\frac{7{,}6}{3} \simeq$ 2,5 mA. On voit s'afficher 1.

L'entrée E est à « 0 », T est bloqué, S est isolée de la masse et on a les segments *a*, *d*, *e*, *f* éclairés ; on trouve $4{,}5 = 220 i_1 + 2 \Rightarrow i_1 \simeq 11{,}4$ mA donc $\frac{11{,}4}{4} \simeq 2{,}8$ mA par segment. On voit s'afficher 0 puisque le 1 de *b*, *c*, DP reste affiché dans les 2 cas.

2.2. Réalisation du voltmètre 0-1 à anodes communes : (fig. 16) Montage et fonctionnement.

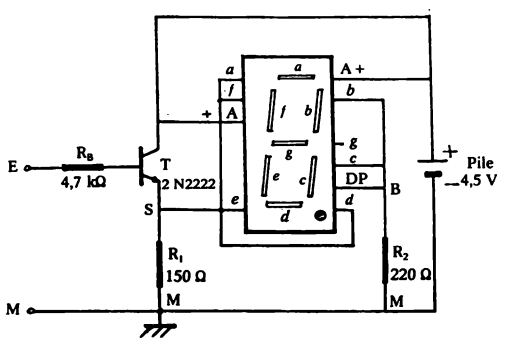


Fig. 16

TRAVAUX PRATIQUES 9

Simulateur digital « portes logiques »

On le réalisera pour l'équipement du laboratoire. Les fonctions essentielles sont simulées à partir de portes NAND (3 circuit intégré - 7400... 74LS00...) montées sur supports 14 br. Le câblage se fait sur circuit imprimé. L'association des portes est assurée par le contacteur rotatif S_1 à 6 positions. L'alimentation du dispositif peut se faire par pile 4,5 V ou par source 5 V régulée (avec circuit intégré régulateur 7805).

MODE OPÉRATOIRE

1. Analyser les schémas et par association des portes suivant les positions du contacteur S_1 retrouver l'équation de la fonction de sortie (fig. 17).

2. À l'aide du simulateur compléter les tables de vérité des fonctions affichées et énoncer la propriété caractéristique de chacune.

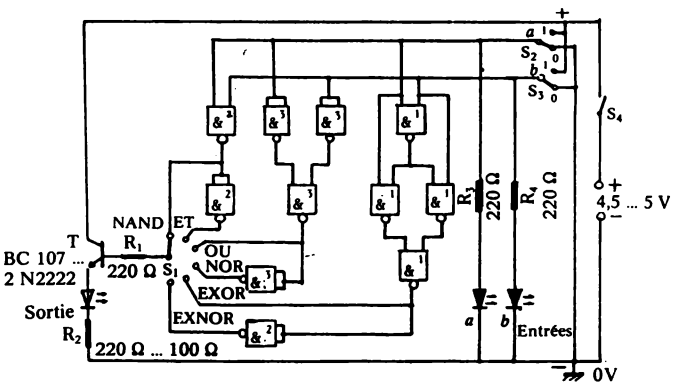


Fig. 17

SUJET 1

Sujet Bac F - 1990

PORTES NAND, TTL ET CMOS

1. PRÉPARATION (fig. 1)

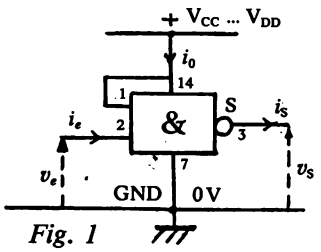


Fig. 1

1.1. Établir un schéma de montage permettant le relevé de la caractéristique statique de transfert $v_S = f(v_e)$ pour $i_S = 0$. On pourra utiliser un montage potentiométrique.

1.2. Donner le schéma de montage pour le relevé de la caractéristique de $i_S = f(v_S)$ pour $v_e = 0$ V.

2. TRAVAIL EXPÉRIMENTAL

2.1. Pour V_{CC}... $V_{DD} = 5$ V, relever et tracer sur une même feuille millimétrée $v_S = f(v_e)$ pour chaque type de porte avec $v_e \in [0; 5\ V]$. Commenter les différences essentielles.

2.2. Relever et tracer $i_S = f(v_S)$ pour chacune des portes TTL (7400) et CMOS (4011) alimentées respectivement sous $V_{CC} = 5$ V et $V_{DD} = 15$ V pour i_S variant de 0 jusqu'au courant de court-circuit (avec $v_e = 0$ V).

2.3. D'après les tracés du 2.2, prédéterminer successivement les tensions v_S puis les résistors de protection à placer en série avec une LED rouge ($V_d \simeq 1{,}6$ V; $I_d \simeq 10$ mA) lorsqu'elle est placée en sortie de la porte TTL, puis de la CMOS (avec $v_e = 0$ V). Vérifier expérimentalement les valeurs ainsi prédéterminées.

2.4. Relever la caractéristique $i_0 = f(v_e)$; remarquer que i_0 passe par un maximum au voisinage de v_{eb} correspondante au basculement de v_S. Déduire que les signaux de commande d'une porte doivent être proches de 0 V ou de V_{CC} (ou V_{DD}). Noter que dans ces conditions la puissance $P_{absorbée}$ par le circuit intégré quand la sortie S ne débite pas dans une charge, est négligeable, ainsi que i_e; observer que le signe de i_e change pour une certaine valeur de v_e que l'on notera.

2.5. Relever $i_0 = f(i_S)$ pour $e = 0$, puis pour $e = 1$ et déduire que P_a absorbée en statique est peu différente de P_f fournie à la charge.

2.6. Étude dynamique et visualisation à l'oscilloscope (fig. 2). On observera la consommation de la porte non chargée CMOS. Calibrer le signal d'entrée triangulaire. On a $v_2 = V_{DD} - R \cdot i_0$; v_2 donne l'image de i_0 consommé par porte, en forme de pics correspondants aux basculements de la porte (i_0 augmente à la commutation). Déduire $i_0 = f(t)$. Calculer $i_{0\,moy}$ sur une période et P_{moy} consommée par période. Le constructeur propose la relation $P = k\ V_{DD}^2 \cdot f$ (où f est la fréquence de commutation). Quelle est la valeur numérique de k et son unité ?

Dans le cas d'une charge capacitive, avec C = 100 pF en sortie, observer les mêmes signaux et relever les modifications.

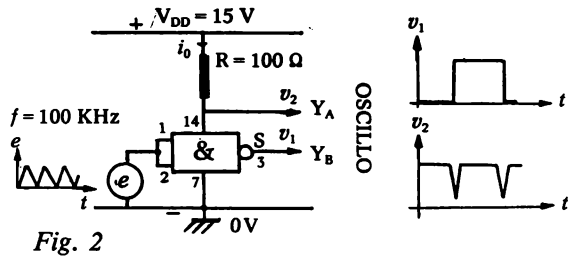


Fig. 2

Indications

On se reportera à la mesure n° 1. Si on n'utilise qu'une porte en essais, les entrées des trois autres portes non utilisées sont reliées à la masse, les trois sorties restant libres.

MONTAGE D'ÉTUDE (fig. 3)

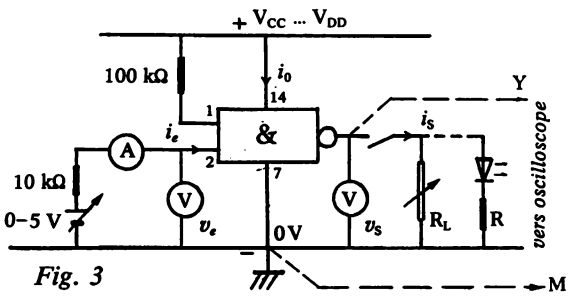
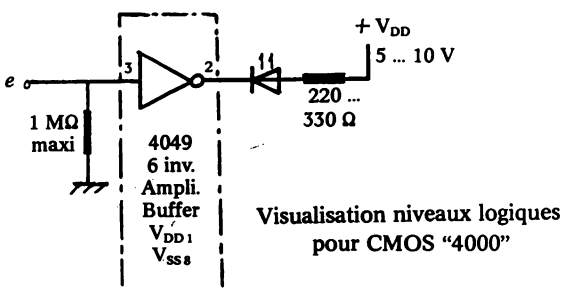


Fig. 3



Visualisation niveaux logiques pour CMOS "4000"

Matériels

Circuit intégré 7400 (TTL) et 4011 (CMOS) montés sur supports 14 broches; alimentations stabilisées : 0-5 V et 0-15 V; boîtes à décades × 1 kΩ, × 100 Ω, × 10 Ω; LED rouge 1,6 V - 10 mA; choisir les Ⓥ et Ⓐ. $R_{LED} \simeq 220$ à 330 Ω avec $V_{CC} = 5$ V (TTL) et $R_{LEd} \simeq 1{,}5$ kΩ avec $V_{DD} = 15$ V (CMOS).

Caractéristiques du 4011 - CMOS

V_{DD} (V)	$i_{S\,(mA)}$ absorbé	$i_{S\,(mA)}$ fourni	temps commutation (ns)	dissipation/boîtier à 25 °C en mW	
5	0,8	1,7	70	2 mW/MHz × f + 2,5 × 10^{-6}	Alimentation : $V_{DD} \in [3; 15\ V]$
10	2	0,9	35	8 mW/MHz × f + 10 × 10^{-6}	$v_e \in [0; 5\ V]$
15	8	3,5	25	18 mW/MHz × f + 23 × 10^{-6}	$Z_{entrée} \simeq 10^{12}$ Ω
					$C_{entrée} \simeq 5$ pF

SUJET 2

Sujet Bac F - BTS maintenance

INVERSEUR LOGIQUE CMOS

1. PRÉPARATION

L'alimentation du circuit intégré 4069 comprenant 6 inverseurs sera $V_{DD} = 5$ V et $V_{SS} = 0$ V. Ces valeurs sont-elles compatibles avec les indications du constructeur ?

Proposer un montage permettant de visualiser à l'oscilloscope la caractéristique de transfert $v_S = f(v_e)$ d'un inverseur représenté mesure 2 - TP1. La valeur maximale de v_e sera de 5 V et sa fréquence $f = 100$ Hz.

2. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

2.1. Visualiser puis relever la caractéristique de transfert d'un inverseur $v_S = f(v_e)$. Que vaut la tension de basculement v_{eb} ? Est-elle comprise dans les limites d'une porte CMOS, soit $v_{eb} \simeq \frac{V_{DD}}{2} \pm 5$ % de V_{DD} ? Vérifier la conformité avec les limites mini, maxi données par le fabricant.

2.2. Consommation de l'inverseur : toutes les entrées non utilisées des trois autres inverseurs seront reliées à la masse. Visualiser simultanément $v_e = f(t)$ et $i_a = g(t)$ (fig. 1). Que vaut le courant absorbé par l'inverseur en régime statique et aux moments des commutations, en dynamique ? Relever l'oscillogramme de i_a. Visualiser puis relever la courbe de $i_a = f(v_e)$. Est-elle compatible avec les données du constructeur ?

Déduire de la courbe $i_a = g(t)$ la puissance moyenne consommée par l'inverseur à la fréquence $f = 100$ Hz. Quelle serait la puissance consommée à la fréquence $f = 1$ MHz ?

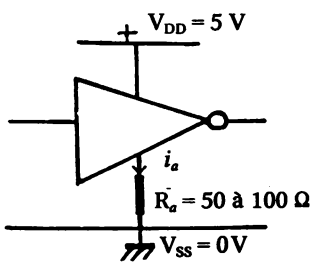


Fig. 1

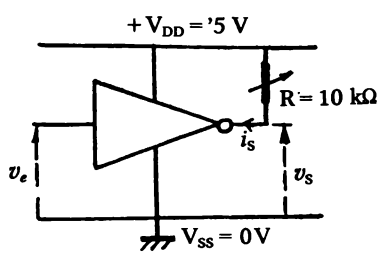


Fig. 2

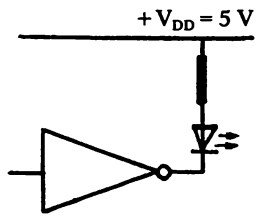


Fig. 3

2.3. On impose $v_e = 5$ V. Tracer point par point la caractéristique de sortie $i_S = f(v_S)$ (fig. 2). Est-elle conforme avec celle donnée par le constructeur. Celle-ci présente une partie linéaire : dans ce domaine, par quels schémas équivalents peut-on remplacer l'inverseur vu de la sortie pour $v_e = 5$ V, puis pour $v_e = 0$ V.

Sachant qu'une LED de $i_D = 10$ mA, $v_D = 1{,}6$ V permet la visualisation de l'état logique de la sortie (fig. 3), peut-on directement l'alimenter par une sortie CMOS ?

Sachant qu'une entrée d'inverseur logique TTL doit, pour fonctionner correctement, respecter les conditions suivantes : $v_{e\,max} = 0{,}4$ V lorsque $i_e = 1{,}6$ mA ($e = 0$) et $v_{e\,mini} = 2$ V lorsque $i_e = 40$ µA ($e = 1$), peut-on alimenter une entrée TTL par la porte logique CMOS étudiée ? puis par un échantillon quelconque de cette référence ?

INDICATIONS. COMMENTAIRES

1. L'alimentation du circuit intégré 4069 par une source V_{DD} de 5 V convient puisqu'en CMOS on a $V_{DD} \in [-0{,}5\ ;\ +18\ V]$.

Montage (fig. 4)

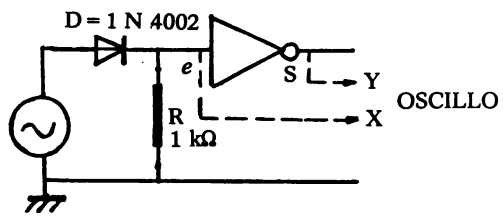


Fig. 4

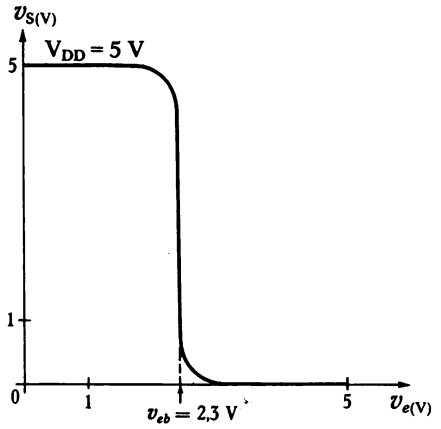
L'entrée de l'inverseur est attaquée par un signal sinusoïdal $v_e = 5 \sin 2\pi \times 100\,t$ de fréquence $f = 100$ Hz et de $\hat{V}_e = 5$ V.

2.

2.1. Caractéristique de transfert $v_S = f(v_e)$ (fig. 5). La tension de basculement $v_{eb} \simeq 2{,}3$ V $\simeq \frac{V_{DD}}{2}$. Sur la documentation, v_{eb} est comprise entre 2,2 V et 2,8 V et les limites extrêmes entre 1 et 4 V. Dans le même boîtier, la tension de basculement v_{eb} est identique pour les 6 inverseurs.

2.2. Consommation de l'inverseur CMOS - CD 4069 avec R = 50 Ω (fig. 6). Oscillogrammes de $v_e = f(t)$ et $i_a = g(t)$, puis de $i_a = f(v_e)$ (fig. 6).

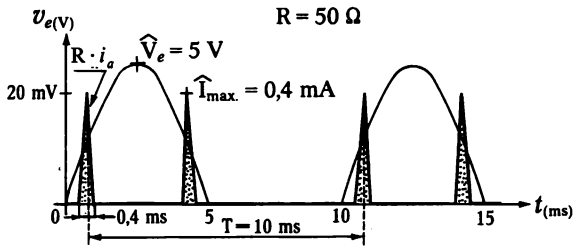
On a $i_a = 0$ en régime statique et $i_a \neq 0$ en régime dynamique. On trouve $i_{a\,max} \simeq 0{,}4$ mA (alors que $i_{a\,max}$ du constructeur = 1 mA donc compatibilité).

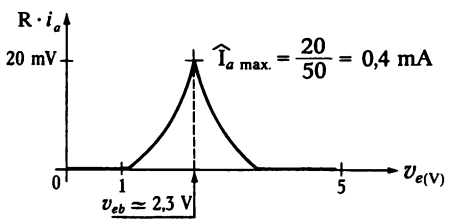


Caractéristique de transfert

caractéristique de transfert *Fig. 5*

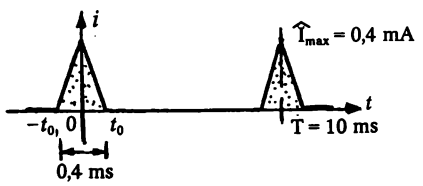
Oscillogrammes





consommation de l'inverseur CMOS CD 4069

Fig. 6



Calcul de P moyenne : pour le courant i_a impulsionnel (de forme sensiblement triangulaire) ci-dessus (fig. 6) on a :

$$I_{moy} = \hat{I}_{max} \frac{t_0}{T} \text{ (en utilisant l'aire du triangle)}$$

soit : $I_{moy} = \hat{I}_{max}\ t_0 \cdot f$ puisque $T = \frac{1}{f}$

Or : $P_{moy} = \frac{1}{T}\int_0^T E\ i \cdot dt = \frac{E}{T}\int_0^T i \cdot dt$

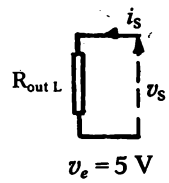
et : $P_{moy} = E\ I_{moy} \Rightarrow P_{moy} = E\ \hat{I}_{max} \cdot t_0 \cdot f$

où : E = 5 V = cte; $t_0 = 0{,}2$ ms; $f = 100$ Hz.

Soit : $P_{moy} = 5 \times 0{,}4 \times 10^{-3} \times 0{,}2 \times 10^{-3} \times 100$

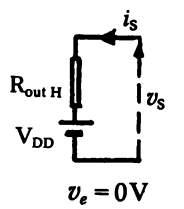
$P_{moy} = 40\ \mu W$ à $f = 100$ Hz et $P_{moy} = 0{,}4$ W à $f = 1$ MHz.

2.3. Caractéristique de sortie $i_S = f(v_S)$ courbes fig. 7*a* et 7*b*. Le courant maximal i_S délivré par la porte à l'état bas est 5,8 mA (avec dégradation du niveau logique), donc on ne pourra pas alimenter une LED avec la sortie de cet inverseur. On peut alimenter une entrée TTL à l'état haut ; à l'état bas pour 0,4 V on trouve i_S (CMOS) $\simeq$ 2,2 mA donc on peut alimenter une entrée TTL mais le constructeur donne sur la caractéristique mini $i_S < 1$ mA donc toutes les portes de cette référence ne peuvent alimenter une porte TTL et il est alors nécessaire d'utiliser une série « bufferisée ». Schémas équivalents :



$R_{out\ L} \simeq \frac{0{,}5}{2{,}6} \cdot 10^3 \simeq 190\ \Omega$

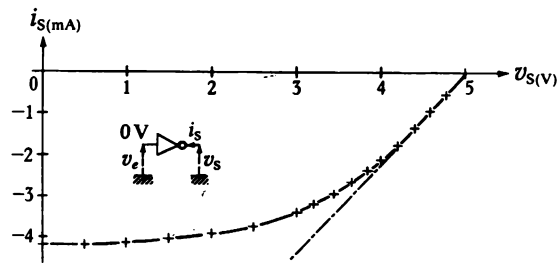
pour $v_{S\ max} \simeq 0{,}5$ V



$R_{out\ H} = \frac{v_S - V_{DD}}{i_S} \Rightarrow$

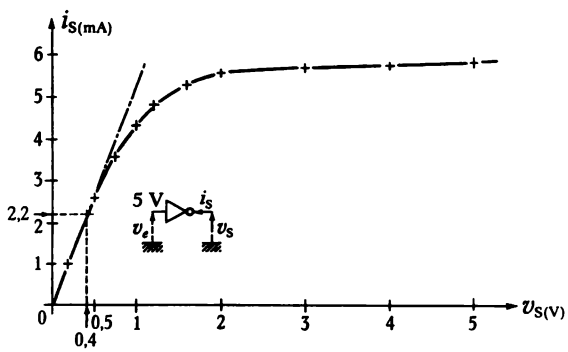
$R_{out\ H} = \frac{4{,}4 - 5}{-1{,}4} \simeq 430\ \Omega$

pour v_S mini $\simeq 4{,}2$ V



caractéristique de sortie de l'inverseur CMOS CD 4069 Pour v_e = 0 V

Fig. 7a



caractéristique de sortie pour v_e = 5 V

Fig. 7b

MESURE N° 3

Les bascules

Les portes ou opérateurs logiques de la mesure 2 fonctionnent en **logique combinatoire** : la sortie d'une porte ne dépend que de l'état des entrées. Par contre, les bascules (ou « flip-flop ») sont des dispositifs de commutation à logique bistable, à « *mémoire* », circuits de base de la *logique séquentielle* : dans une bascule, les informations (impulsions électriques) ou données d'entrées (« data ») sont mises en mémoire dans la chaîne logique. L'état de la sortie de la bascule (désigné par Q_{n+1}) dépend à l'instant t_{n+1} des entrées (valeurs binaires 0, 1) comme en combinatoire, mais aussi de la *séquence* (ou succession) des états antérieurs de la sortie (désignés par Q_n) à l'instant précédent t_n.

La bascule conserve en mémoire l'état de la sortie pour des informations fugitives d'entrées.

On rappellera les exemples connus :

— Boîte de commande d'un moteur électrique à boutons poussoirs « Marche-Arrêt » avec contacteur électromagnétique et contact d'auto-alimentation (de maintien).

— Montages d'éclairage à minuterie...

TRAVAUX PRATIQUES 1

La bascule bistable types RS et $\overline{R}\,\overline{S}$

C'est l'élément de base de la logique séquentielle. On envisagera les 2 types de montages à l'aide de portes NOR, puis de portes NAND.

Étude expérimentale de la bascule RS à NOR

1. Réaliser le montage (fig. 1). Remarquer les boucles de rétroaction : la sortie d'une bascule attaque l'entrée de l'autre.

2. Établir expérimentalement la table de vérité (fig. 2) à compléter. Indiquer l'entrée correspondant à la mise à 1 (MAU) de la sortie Q, et celle correspondant à la remise à 0 (RAZ) de Q.

Les 2 entrées sont repérées par S (SET : mise à 1, écriture... placer ou positionner dans un état) et R (RESET : remise à 0, effacement... replacer dans l'état initial).

Les 2 sorties sont repérées par Q et son complément $\overline{Q}$.

R = 1 et S = 1 si on leur applique le potentiel + 5 V (TTL).

R = 0 et S = 0 si on leur applique le potentiel 0 V.

3. À l'aide de la table de vérité, compléter le chronogramme (fig. 3).

4. Conclusions et commentaires : tirer les propriétés de la « RS », équation de la sortie Q_{n+1} = ..., analogie avec la commande d'un contacteur, particularité.

Que se passe-t-il si l'on agit plusieurs fois de suite sur S, sur R ? Intérêt de ce montage ?

5. Interprétation et explication du fonctionnement :

On établira d'abord la table de vérité d'une porte NOR (rappel) où la sortie est à « 0 » si l'une des entrées est à « 1 » (le « 1 » est dominant et il impose toujours un « 0 » en sortie).

Q_n peut être à 0 ou à 1 (état antérieur) ; ensuite on construira un tableau où l'on affichera toutes les séquences possibles {R, S, Q_n} à t_n, soient (0, 0, 0) ; (0, 0, 1) ; (0, 1, 0) ; (0, 1, 1) ; (1, 0, 0) ; (1, 0, 1) ; (1, 1, 0) ; (1, 1, 1) et on déduira Q_{n+1} à t_{n+1}, puis Q'_{n+1} qui doit être le complémentaire de Q_{n+1} soit $\overline{Q}_{n+1}$. Si $Q'_{n+1} \neq \overline{Q}_{n+1}$ on rejettera la séquence {R, S, Q_n} correspondante. Du tableau obtenu on tirera finalement la table de vérité réduite qui devra être conforme à celle obtenue expérimentalement (fig. 2).

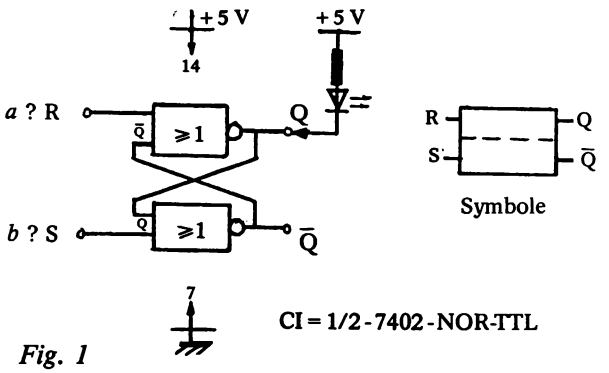


Fig. 1

entrées à t_n		sorties à t_{n+1}		
a R	b S	Q	$\overline{Q}$	Commentaires
0	0	Q_n 0 ou 1	$\overline{Q}_n$ 1 ou 0	Conserve en mémoire l'état antérieur
0	1			
1	0			
1	1			

Fig. 2

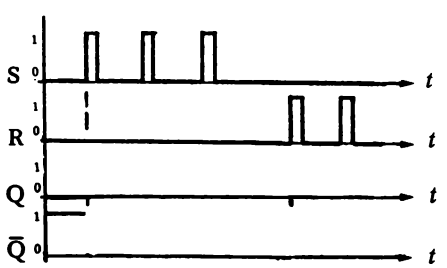


Fig. 3 Chronogramme

Indications. Commentaires

Tableau d'analyse de fonctionnement (fig. 4) d'où l'on tire la table de vérité réduite (fig. 5) conforme à celle établie au § 2.

Conclusions : La bascule mémorise la dernière action sur S ou sur R. Les entrées de la RS à NOR sont actives sur le niveau logique haut « 1 ». La commande se fait par impulsions (ou échelon) positives $_0\overset{1}{\sqcap}_0$ $_0\overset{1}{\sqcap}$ (au front montant).

Dès que la sortie Q est à 1, toute action sur S reste inactive ; donc les impulsions parasites engendrées par les « rebonds » des contacts mécaniques d'un interrupteur ou commutateur sont sans effet sur la sortie Q. Cette propriété de la RS est utilisée dans le montage *« anti rebonds »*. (Même remarque pour les actions répétitives sur R... Q reste à 0 après la 1re impulsions.

Séquence	R	S	Q_n	Q_{n+1}	Q'_{n+1}	Commentaires
1	0	0	0	$0 = Q_n$	$1 = \overline{Q}_{n+1}$	La sortie conserve en mémoire l'état antérieur Q_n, soit 0, soit 1.
2	0	0	1	$1 = Q_n$	$0 = \overline{Q}_{n+1}$	
3	0	1	0	1	0	Quand S = 1 mise à 1 « MAU » ∀ Q_n — « bistable » : 2 états stables complémentaires
4	0	1	1	1	0	
5	1	0	0	0	1	Quand R = 1 Remise à 0 « RAZ » ∀ Q_n
6	1	0	1	0	1	
~~7~~	~~1~~	~~1~~	~~0~~	~~0~~	~~0~~	État interdit puisque $Q'_{n+1} \neq \overline{Q}_{n+1}$; inexploitable si on veut que les 2 sorties soient complémentaires.
~~8~~	~~1~~	~~1~~	~~1~~	~~0~~	~~0~~	

Fig. 4

à t_n		à t_{n+1}		
R	S	Q	$\overline{Q}$	Commentaires
0	0	Q_n	$\overline{Q}_n$	Mémorisation de l'état antérieur
0	1	1	0	MAU (SET)
1	0	0	1	RAZ (RESET)
~~1~~	~~1~~	~~0~~	~~0~~	État interdit à rejeter

Fig. 5 - Table de vérité réduite

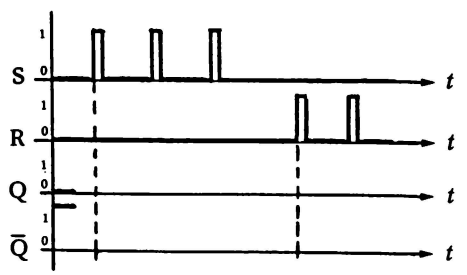


Fig. 6 Chronogramme

* sur le chronogramme les temps de réponse des opérateurs sont négligés.

La RS-NOR est une bascule à *arrêt prioritaire* :

$$\text{si } R = S = 1 \Rightarrow Q_{n+1} = 0$$

donc analogie avec la commande électromécanique à poussoirs et contacteur électromagnétique (fig. 7).

Équation : $Q_{n+1} = \overline{R}(S + Q_n)$; du tableau d'analyse (fig. 4) pour $Q_{n+1} = 1$ on tire :

$$\overline{R}\overline{S}Q_n + \overline{R}S\overline{Q}_n + \overline{R}SQ_n = Q_{n+1}$$

$$\Rightarrow Q_{n+1} = \overline{R}\overline{S}Q_n + \overline{R}S\underbrace{(Q_n + \overline{Q}_n)}_{1}$$

$$\Rightarrow Q_{n+1} = \overline{R} \cdot (S + \overline{S} \cdot Q_n) = \overline{R}\,[\underbrace{(S + \overline{S})}_{1} \cdot (S + Q_n)]$$

par distributivité de l'opération + (OU) sur l'opération · (ET). Donc finalement, il vient :

$$Q_{n+1} = \overline{R} \cdot (S + Q_n)$$

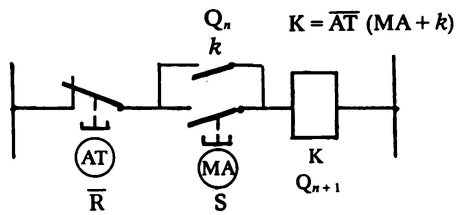


Fig. 7

TRAVAUX PRATIQUES 2

Étude expérimentale de la bascule $\overline{R}\,\overline{S}$ à NAND

Effectuer le même travail qu'avec la bascule à NOR.

1. Montage (fig. 1) - 2. Table de vérité - 3. Chronogramme - 4. Conclusions - 5. Interprétation.

QUESTIONS

On suppose $\overline{S}$ et $\overline{R}$ à 1 ; comment mettre Q à 1 (s'il est à 0) ou Q à 0 (s'il est à 1), en s'interdisant une simultanéité de 0 sur $\overline{S}$ et $\overline{R}$?

Que se passe-t-il si $\overline{S} = \overline{R} = 0$?

Indications. Commentaires

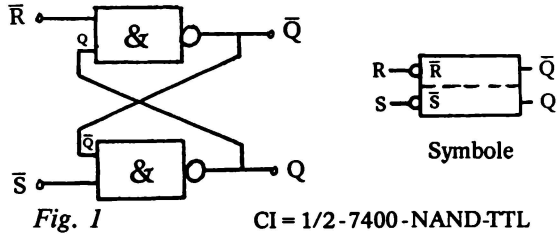


Fig. 1 CI = 1/2-7400-NAND-TTL

Table de vérité

à t_n		à t_{n+1}		
$\overline{R}$	$\overline{S}$	Q	$\overline{Q}$	Commentaires
0	0	1	1	Interdit car sorties non complémentaires
0 ↓1 ↓0	1	0	1	Forçage RAZ — 2 états stables
1	0 ↓1 ↓0	1	0	MAU — 2 états stables
1	1	0 ou 1 Q_n	1 ou 0 $\overline{Q}_n$	Mémorise l'état antérieur

Fig. 2

Remarque

Par la suite, on ne représentera plus l'alimentation du circuit intégré dans les schémas + V_{CC} = 5 V (br 14) et $-V_{CC}$ (0 V - masse) br 7, mais veiller à ne pas l'oublier dans les montages.

Se rappeler que la sortie d'un NAND est à « 1 » si l'une des entrées est à « 0 ». En TTL une entrée en l'air (non connectée) d'un NAND est considérée comme portée au potentiel + 5 V ≡ *nl* « 1 ». Pour fixer le *nl* « 1 », on relie les entrées au + V_{CC} (ou + V_{DD} en CMOS) à travers des résistors de 10 à 33 kΩ. Pour fixer les entrées au *nl* « 0 », on les relie à la masse (ou 0 V).

Les entrées de la bascule $\overline{R}\,\overline{S}$ à NAND sont actives sur le niveau logique (*nl*) « 0 »-bas : la commande se fait par impulsions (ou échelon) *négatives* ↓1 ↓0 (front descendant).

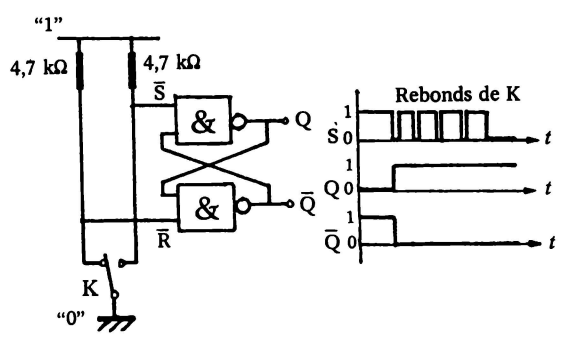
Montage « anti-rebonds » (fig. 3) élimine l'effet des rebonds dus à l'élasticité des contacts à ressorts d'un inverseur manuel.

La bascule $\overline{R}\,\overline{S}$ à NAND est un dispositif à « *marche prioritaire* » (si $\overline{R} = \overline{S} = 0 \Rightarrow Q_{n+1} = 1$) (fig. 4).

Équation : $Q_{n+1} = S + \overline{R} \cdot Q_n$

Remarque

On peut constituer une bascule RS avec un CI à 4 NAND (fig. 5) dont 2 NAND sont montés en inverseurs, commandant les entrées d'une $\overline{R}\,\overline{S}$ à 2 NAND. On retrouve alors les propriétés de la RS à NOR. Pratiquement on dispose de circuits intégrés spécialisés tels que la RS à 4043... 4044 en CMOS ou la $\overline{R}\,\overline{S}$ à 74279 en TTL (désignés dans les catalogues par « verrou » ou « latch »).



Fgi. 3

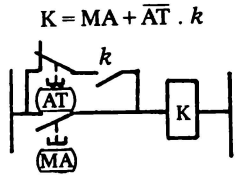


Fig. 4

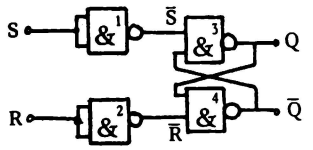
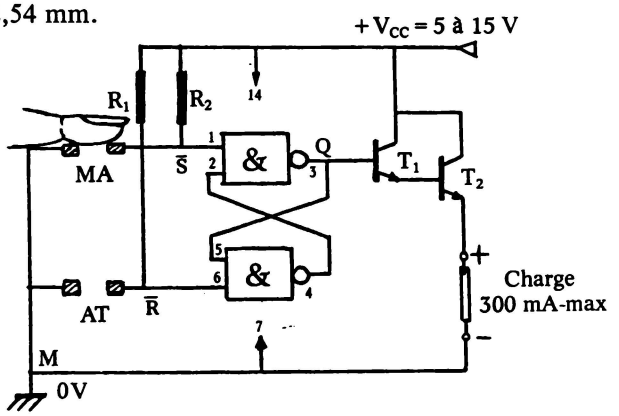


Fig. 5

Applications

1. COMMUTATEUR À « EFFLEUREMENT » (fig. 6)

Réaliser le montage de la commande « Marche-Arrêt » constituée d'une bascule $\overline{R}\,\overline{S}$ suivie d'une interface à transistors (Darlington). Le dispositif équivaut à un commutateur à « effleurement », commandé par le toucher du doigt, à haute impédance d'entrée. Le montage d'essais est effectué sur plaquette « véroboard » au pas de 2,54 mm.

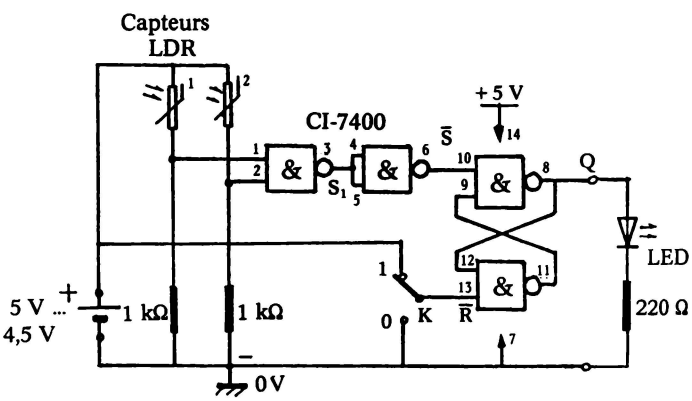


$R_1 = R_2 = 10$ MΩ - 1/4 W
CI = 1/2 CD 4011 - CMOS
T_1 = BC 108, 2 N 2222 ...
T_2 = 2 N 3053, ...

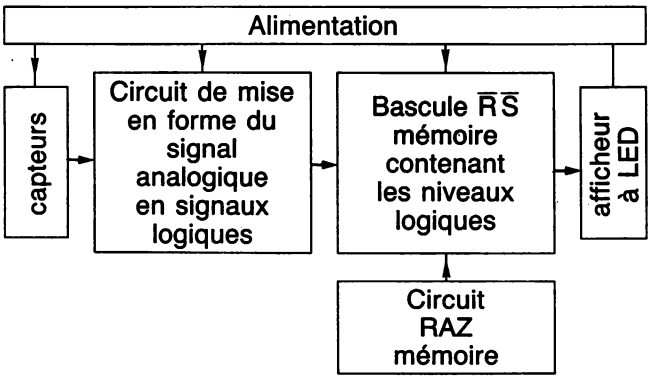
Fig. 6

2. MONTAGE « ALARME » (fig. 7)

Réaliser le montage. Faire les essais de fonctionnement et établir le tableau d'analyse correspondant.



Fgi. 7



Synoptique ou organigramme

Tableau d'analyse de fonctionnement pour $\overline{R}$ = 1 par K

LDR_1 br 1	LDR_2 br 2	S_1 br 3	$\overline{S}$ br 10	Q br 8	LED	Observations
0	0	1	0	1	1	On remet chaque fois la mémoire à zéro pour éteindre la LED
0	1	1	0	1	1	
1	0	1	0	1	1	
1	1	0	1	0	0	

LDR = 1 éclairée; LDR = 0 occultée

Fonctionnement

Si une des LDR est occultée, la LED éteinte s'allume et reste allumée par mise en mémoire de Q = 1. On doit remettre la mémoire à 0 par K pour réarmer le dispositif d'alarme (K = 0 ⇒ $\overline{R}$ = 0 ⇒ LED éteinte); puis remettre K = 1 les deux LDR étant éclairées. Si un objet opaque passe devant une LDR, la LED s'éclaire...

Les bascules synchrones

Les bascules de types RS et $\overline{R}\,\overline{S}$ sont asynchrones; on peut réaliser des bascules *synchrones* « pilotées » par un signal d'horloge à impulsions de fréquence réglable. Elles possèdent donc une entrée d'horloge désignée par H, T (trigger ≡ déclencheur ou c̲ cadenceur) ou CK (clock CK, CLK, CP clockpulse...)

TRAVAUX PRATIQUES 3

Étude expérimentale de la bascule RSH

1. Réaliser le montage (fig. 1).

2. Établir expérimentalement la table de vérité.

3. Compléter le chronogramme (fig. 2) si H = 1, si H = 0 à l'aide de la table de vérité.

4. Conclusions.

On utilisera le générateur « d'horloge » à « 555 » (fig. 5) facile à construire (étudié dans l'ouvrage de terminale) ou un générateur d'impulsions de laboratoire.

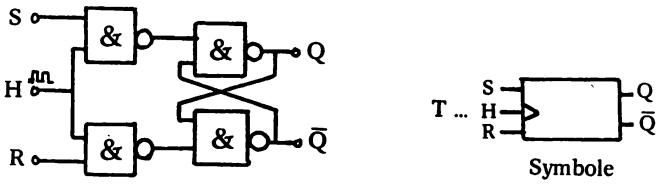


Fig. 1

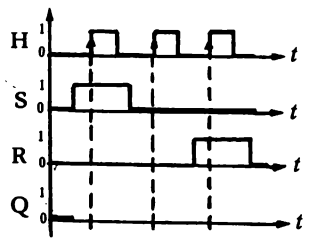


Fig. 2

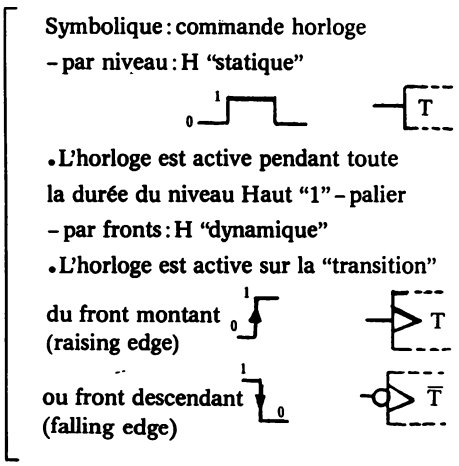


Fig. 3

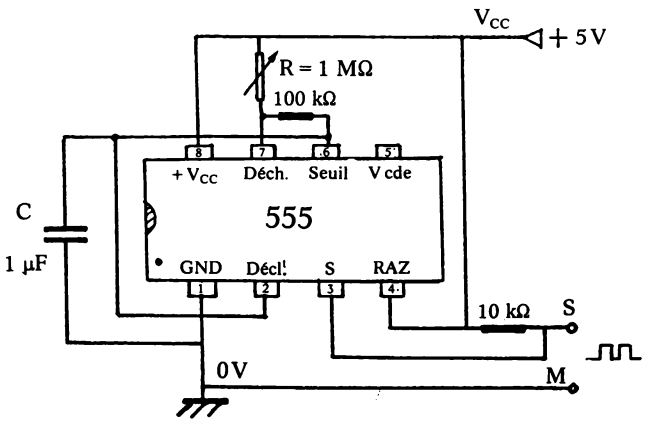
Indications. Commentaires : Table de vérité (fig. 4)

H	S	R	Q_{n+1}	$\overline{Q}_{n+1}$
↑ 1	0	0	Q_n	$\overline{Q}_n$
	0	1	0	1
	1	0	1	0
	↑ 1	↑ 1	↑ 1	↑ 1
↓ 0	X	X	Q_n	$\overline{Q}_n$

Fig. 4

Quand H = 1 ou ↑ les sorties recopient l'état des entrées R et S (bascule RS) : la bascule est « transparente ». Elle ne change d'état qu'à l'apparition d'une impulsion d'horloge (↑ ou ↓).

Quand H = 0 la bascule est « verrouillée » ou opaque et les sorties bloquées conservent leur état antérieur en mémoire (« stockage ») quels que soient S et R on a $Q_{n+1} = Q_n$.



Générateur d'horlège : oscillateur astable de fréquence $f \in [1\ Hz ; 8\ Hz]$ par R = 1 MΩ.

Pour changer de gamme de fréquence, modifier la valeur de C. On a la relation : $T \approx 0{,}7\ (R + 0{,}2)\ C$ et $f = \frac{1}{T}$.

(s) (MΩ) (µF) (Hz) (s)

Fig. 5

TRAVAUX PRATIQUES 4

Étude expérimentale de la bascule D

On rappelle que les bascules RS, RSH présentent les inconvénients suivants :

— l'état (R = S = 1) est interdit car les sorties ne sont pas complémentaires ; le retour à l'état (R = S = 0) est indéterminé puisqu'on ne peut pas définir les valeurs futures de Q_{n+1} et $\overline{Q}_{n+1}$. Les entrées sont dites asynchrones dans les bascules RS (et $\overline{RS}$) ; elles agissent instantanément et on ne peut pas mémoriser une information à un instant précis.

Pour pallier ces inconvénients on réalise la *bascule type D* (Data) (fig. 1) construite à l'aide de NAND.

1 - Réaliser le montage (fig. 1)

2 - Établir expérimentalement la table de vérité (fig. 2)

3 - Construire le chronogramme

4 - Conclusions, commentaires, propriétés de la bascule D. Sur le logigramme (fig. 1) quel est le rôle de l'inverseur ?

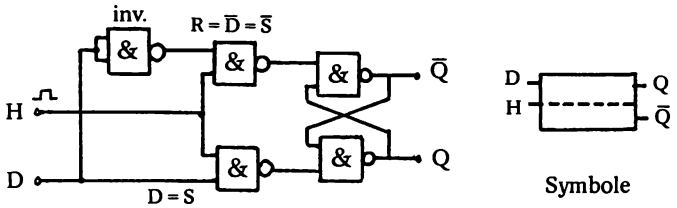


Fig. 1 Logigramme

Symbole

H_0 ⎍	D	Q_{n+1}	$\overline{Q}_{n+1}$
0	0	Q_n	$\overline{Q}_n$
0	1	Q_n	$\overline{Q}_n$
1	0	0	1
1	1	1	0

Fig. 2 Table de vérité

Indications - Commentaires

On n'a qu'une seule entrée D d'information ou écriture (Data ≡ Donnée) et une entrée d'horloge H, ou T ou CLK.

— par construction l'inverseur impose $R = \overline{D} = \overline{S}$, donc les commandes R et S de la bascule (RS) sont toujours complémentaires, et l'état interdit S = R = 1 ne peut plus se produire.

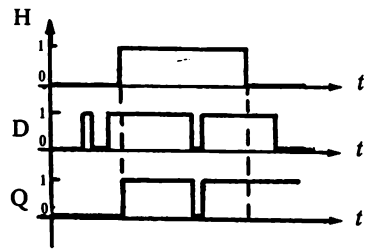
— la bascule D est un système *synchronisé* par une horloge, donc elle « bascule » sur l'état actif de celle-ci. Cet état actif peut être un *niveau* haut ou bas ⎍ H=1 L=0 un front transitoire montant ou descendant ⎍ ou ⎍.

Sur la table de vérité on remarque que :

— pour H = 1, on transfert en Q l'information de D (si D = 0 ⇒ $Q_{n+1} = 0$, si D = 1 ⇒ $Q_{n+1} = 1$) ; la bascule D est « transparente » et « *recopie* » sur sa sortie Q la valeur de l'entrée D présente lors de l'état actif de l'horloge (enregistrement).

— pour H = 0, la bascule garde en mémoire, c'est-à-dire « stocke » la dernière valeur (ou état antérieur à t_n) de l'information présente en D ; la bascule D est « verrouillée » (« latched ») et ∀ D ⇒ $Q_{n+1} = Q_n$. Pour la bascule D de type « *latch* » (verrou) on a une commande par niveau, active pendant toute la durée du créneau positif de H ⎍.

Ce type de bascule est commercialisé en circuit intégré « *7475* » TTL à 4 D « latch » - boîtier DIL - 16 broches - brochage sur « Data-book », ou sur « mémotech ».



Chronogramme

Fig. 3

TRAVAUX PRATIQUES 5

Étude expérimentale de la bascule D auto-bloquante à commande par front

À l'aide des documents fournis par le fabricant, étudier la double bascule D (type flip-flop - Dual D - positive edge-triggered) à commande par front positif ; on prendra par exemple la « *7474* » en TTL. (Mais la 4013 CMOS peut tout aussi bien convenir ou 74 HC 74) dont la structure interne et le brochage du circuit intégré sont donnés (fig. 1), ainsi que la table de fonction (fig. 2). C'est une bascule plus élaborée et plus performante que la bascule D à verrouillage précédente, qui ne conserve que la valeur de D présente au moment du *front montant* de l'horloge CLK ⎍ (positif). On la désigne par « Edge-triggered », et elle mémorise un *état furtif* en Q, et ceci même quand l'action de CLK (impulsion de commande

dynamique) cesse. On y trouve des entrées supplémentaires de forçage à « 0 » ou à « 1 » désignées par :

— « **CLR** » **ou clear** (effacement, remise à zéro, RAZ).

— « **PR** » **ou preset** (armement, positionnement à un, MAU).

Ces entrées sont asynchrones (indépendantes de l'horloge CLK) et actives au niveau bas (L ou « 0 »).

1. Essai de la bascule D-7474.

2. Établir la table de vérité et vérifier sa conformité avec la table de fonction (fig. 2).

3. Construire le chronogramme.

4. Interpréter le logigramme (fig. 3) en précisant le rôle de la liaison S_4-e_1

5. Réaliser le dispositif d'alarme (fig. 5) à capteur opto-électronique (photo-transistor) et expliquer succinctement son fonctionnement.

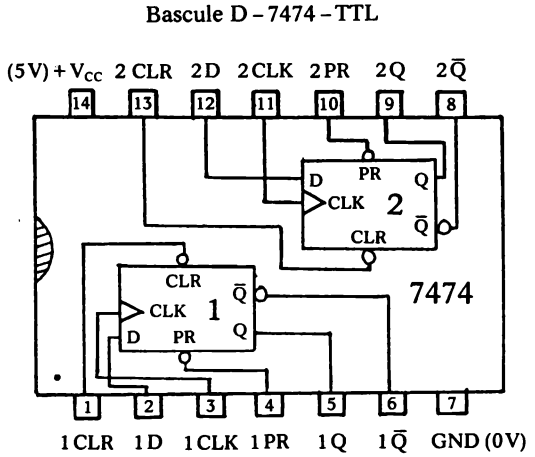
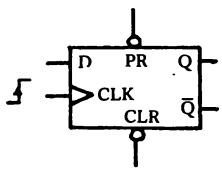


Fig. 1



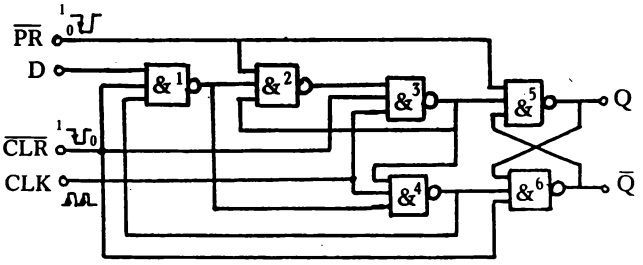
Symbole

Table de fonctions - 7474

Inputs				Outputs	
PR preset	CLR clear	CLK clock	D	Q	$\overline{Q}$
L	H	X	X	H	L
H	L	X	X	L	H
L	L	X	X	H*	H*
H	H	↑	H	H	L
H	H	↑	L	L	H
H	H	L	X	Q_0	$\overline{Q}_0$

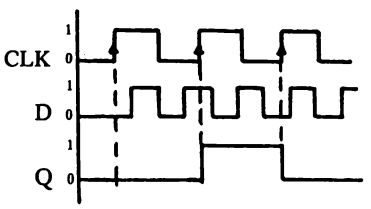
X état indifférent L ou H
* état instable
niveaux logiques : H ≥ 2 V état haut 1
L ≤ 0,7 V état bas 0

Fig. 2



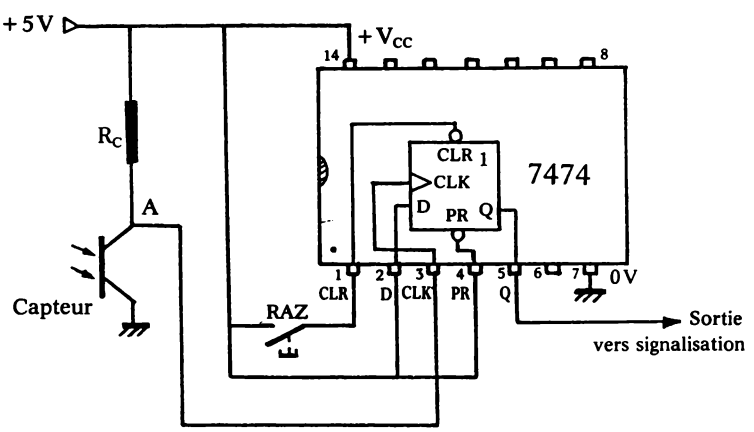
Logigramme

Fig. 3



Chronogramme

Fig. 4



Alarme

Fig. 5

FONCTIONNEMENT

La saisie de l'information en A par capteur opto-électronique à « photo-transistor » ou « photo-darlington » (la charge R_C est calculée suivant le type de capteur utilisé).

Le traitement de l'information par la bascule 7474.

LOGIGRAMME (fig. 3)

Rôle de la liaison S_4 à e_1 : quand D = 0 et CLK = 1 ⇒ S_4 = 0 (nivL) donc inhibe la porte 1 et S_1 reste bloquée à 1 pendant tout le temps où CLK = 1. Quand CLK retombe à 0, les portes 5 à 6 stockent les valeurs de Q et $\overline{Q}$. La bascule n'est actionnée qu'au moment du front montant positif de CLK. On mémorise un état furtif en Q, même quand l'action de CLK cesse et tant que CLR n'est pas actionné.

Les bascules maître-esclave

STRUCTURE D'UNE BASCULE MAITRE-ESCLAVE (MASTER-SLAVE)

Suivant le synoptique (fig. 1*a*) elle est constituée de 2 bascules, l'une maître, l'autre esclave (M et E) commutant chacune à des niveaux différents du front d'horloge (fig. 1*b*).

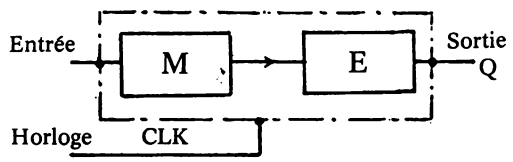
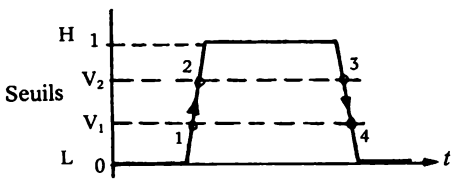


Fig. 1a



Signal d'horloge

Fig. 1b

ANALYSE DU FONCTIONNEMENT

Sur front montant : à l'instant 1, M est déconnectée de E (E est isolée ou inhibée donc opaque) ; à l'instant 2 M est activée (transparente) et l'information d'entrée est transmise à la sortie de M.

Sur front descendant : à l'instant 3, M est isolée de l'entrée ; à l'instant 4, l'information présente à la sortie de M est transférée à E puis à la sortie Q.

Conclusion

La bascule maître-esclave traite l'information en 2 temps : elle l'accepte pendant le front montant d'horloge, puis la transfère à sa sortie pendant le front descendant.

Avantage

La sortie est isolée de l'entrée, alors que dans la bascule D, l'information est court-circuitée lors de l'état actif de l'horloge, puisque Q est reliée à D. Donc $Q_{n+1} = D$ et on a perte de Q_n ; avec la bascule JK maître-esclave que nous allons étudier, on peut imposer $Q_{n+1} = Q_n$ ou $Q_{n+1} = \overline{Q}_n$, et sa souplesse d'emploi lui permet un usage dit « universel », dans les dispositifs de comptage par exemple.

TRAVAUX PRATIQUES 6

Étude de la bascule JK

On étudiera expérimentalement la bascule JK - maître-esclave du type « *7476* » en TTL (ou 4027 en CMOS) dont la structure et le brochage du circuit intégré sont donnés (fig. 2) et la table de vérité (fig. 3) lorsque les entrées de forçage PR et CLR sont inhibées, c'est-à-dire PR = CLR = 1 (inactives). Cette bascule JK est « universelle » parce qu'elle peut remplacer tous les autres types de bascules déjà étudiées. Elle est donc la plus utilisée pratiquement.

On y retrouve :

— 2 entrées J et K synchrones, donc dépendantes de l'entrée d'horloge CLK, active sur le front descendant $^{1}\!\!\downarrow_{0}$ (J ≡ S et K ≡ R de la bascule RS).

— 2 entrées de forçage preset PR et clear CLR asynchrones, indépendantes de l'horloge CLK (voir la bascule D TP5) et actives au niveau logique bas L ou « 0 ».

— 2 sorties complémentaires Q et $\overline{Q}$ que l'on peut scruter à l'aide d'une LED montée en indicateur de niveau logique ou voltmètre à affichage 0-1 (mesure 2).

TRAVAIL À EFFECTUER

1. Essai de la bascule JK 7476 suivant le montage (fig. 4).

2. Établir expérimentalement la table de vérité avec PR = CLR = 1 et vérifier sa conformité avec celle donnée figure 3.
Dans le cas d'une commande de J et K par dispositif mécanique à contacts, rappeler la nécessité de la bascule $\overline{R}\,\overline{S}$ d'entrée.
Quel est le front actif de l'entrée CLK ?

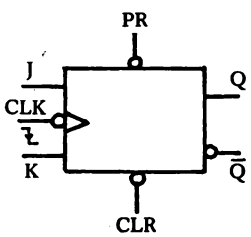
3. Établir la table de vérité des entrées de forçage PR et CLR et déduire leur influence sur la sortie Q de la bascule.

4. Construire le chronogramme de la « JK ».

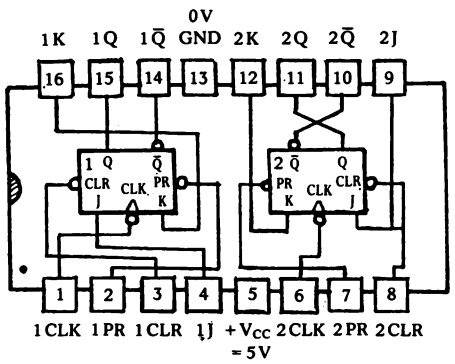
5. Applications de l'universalité de la JK

5.1. On envisagera le cas particulier du fonctionnement correspondant à J = K = 1. Puis on transformera la « JK »-7476 en bascule T (trigger) et on relèvera sa table de vérité réduite pour CLK (ou T) « 0 » et $^{1}\!\!\downarrow_{0}$. Établir le chronogramme correspondant et conclure sur la propriété caractéristique de la bascule T.

5.2. Transformer ensuite la « JK » en bascule D par adjonction d'une porte inverseuse dans l'entrée K. Établir la table de vérité et le chronogramme de la bascule D ainsi obtenue. Rappeler la propriété caractéristique.

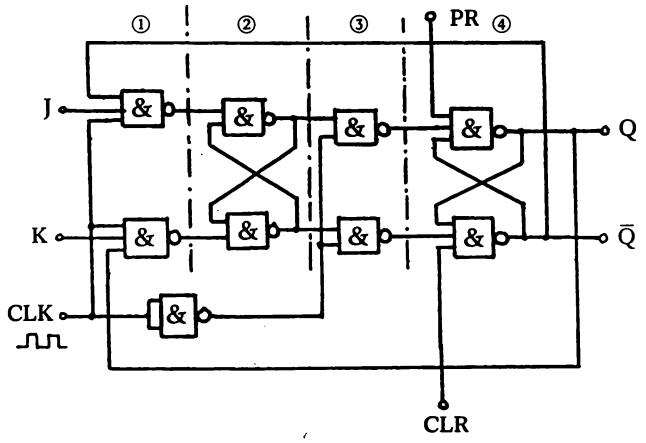


Symbole



Bascule JK - 7476

Fig. 2



Logigramme de la JK.ME

1. Logique d'entrée - 2. Bascule maître
3. Logique de commande - 4. Bascule esclave

Fig. 5

avec PR = CLR = 1

à t_n			à t_{n+1}	
J	K	CLK	Q	$\overline{Q}$
0	0	↓	Q_n	$\overline{Q}_n$
0	1	↓	0	1
1	0	↓	1	0
1	1	↓	$\overline{Q}_n$	Q_n
X	X	0	Q_n	$\overline{Q}_n$

Fig. 3 Table de vérité

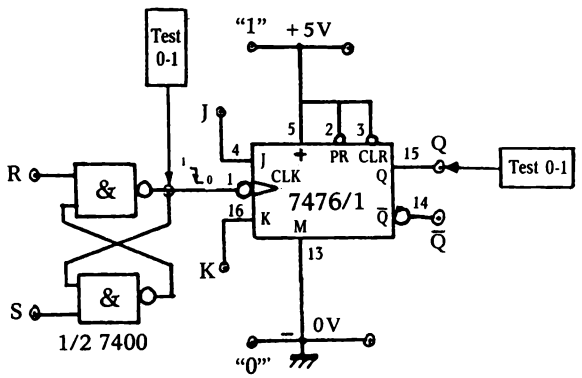


Fig. 4

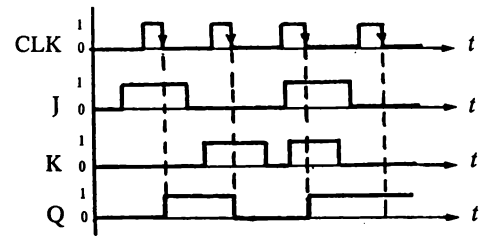


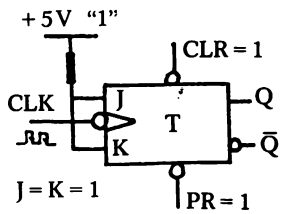
Fig. 6 Chronogramme

PR	CLR	Q	$\overline{Q}$	Commentaires
0	0	1	1	Instable à rejeter
0	1	1	0	MAU ⎫ ∀ CLK
1	0	0	1	RAZ ⎭ J et K
1	1	Q_n	$\overline{Q}_n$	Fonctionnement en JK

Fig. 7 - Table de vérité des entrées de forçage

Sur la table de vérité (fig. 7) on vérifie que les entrées de forçage PR et CLR ne sont actives que sur le niveau bas L («0» logique) [désignées par le symbole de la négation ⊣].

Transformation de la JK en bascule T : pour J = K = 1 reliées entre elles et au $+V_{CC}$.



T	Q_{n+1}	$\overline{Q}_{n+1}$	
0	Q_n	$\overline{Q}_n$	
1 ↓ 0	$\overline{Q}_n$	Q_n	"toggle"

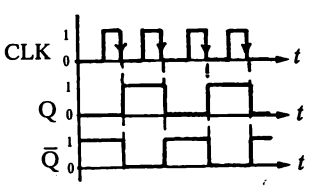


Fig. 8

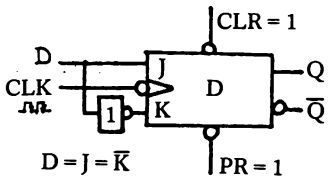
- "toggle" = basculement
- Division de fréquence des impulsions CLK par 2

INDICATIONS. COMMENTAIRES

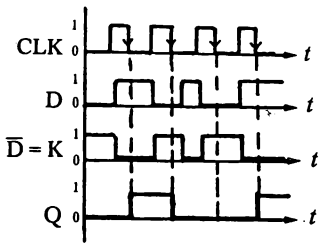
Table de vérité (fig. 3) : le basculement est obtenu par front descendant de CLK ; J est la commande de mise à un, et K celle de RAZ. L'état J = K = 1 n'est plus interdit comme dans la bascule RSH mais au contraire correspond au changement d'état «toggle» ou basculement des sorties. Dans ce cas particulier, la bascule JK se comporte en bascule T (Trigger... basculeur) et elle est alors un « *diviseur de fréquence par 2* » des impulsions d'horloge en CLK : application au «comptage».

On pourra analyser le logigramme de la bascule JK - Maître-Esclave (fig. 5) et le chronogramme donné figure 6.

Transformation de la JK en bascule D :



CLK	D	Q_{n+1}
⌐	0	0
⌐	1	1
X	X	Q_n



– La bascule D transfert ou "recopie" en sortie Q, sur le front descendant de CLK, l'entrée D et maintient l'information en mémoire jusqu'au top de CLK suivant

Fig. 9

Séquence de fonctionnement

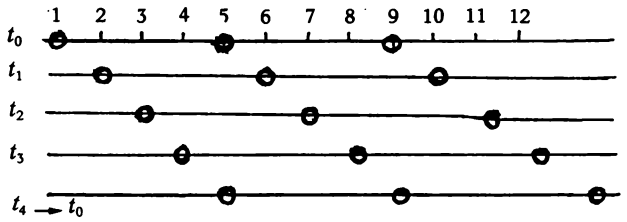
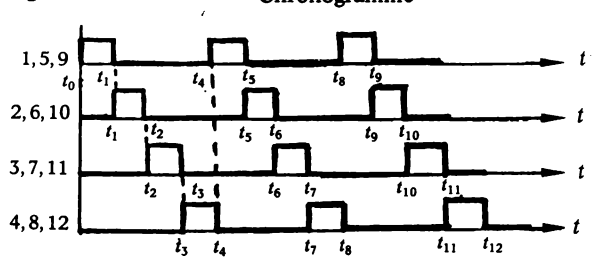


Fig. 1

Chronogramme



TRAVAUX PRATIQUES 7

Réalisation d'un chenillard

1. PRINCIPE

Ce TP permettra la mise en œuvre et l'étude expérimentale des fonctions simples réalisées à l'aide de circuits intégrés digitaux (portes et bascules).

On se propose de réaliser un dispositif « *chenillard* » suivant une séquence répétitive d'allumages et d'extinctions de LED (diodes électroluminescentes) prédéterminée afin de donner l'impression « chenillard » (fig. 1).

Chaque signal d'allumage est décalé par rapport au précédent de $\frac{t_4 - t_0}{4}$ = durée du créneau.

2. MONTAGE

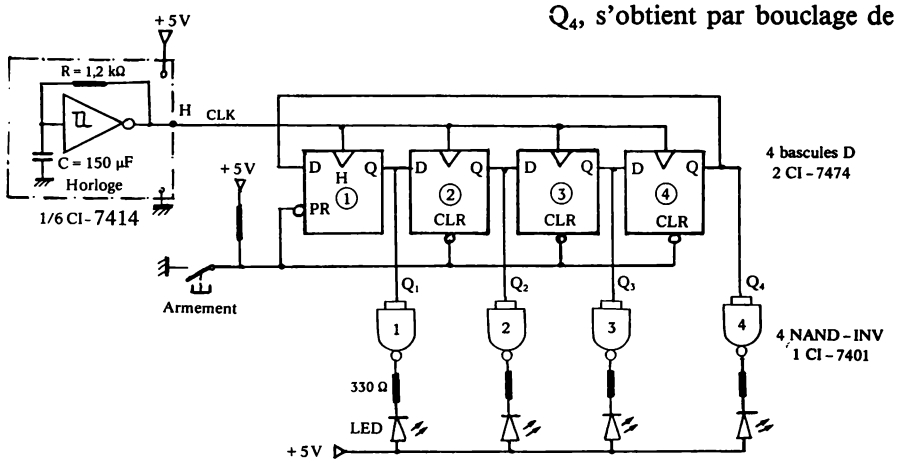


Fig. 2

3. CONSTITUTION (fig. 2)

Horloge : à f basse, bascule astable à trigger de Schmitt fournissant un signal H en créneaux ⎍⎍ de rapport cyclique $\frac{t}{T} \simeq \frac{1}{3}$ et de période $T \simeq 1{,}7\ RC$ soit $T \simeq 1{,}7 \times 1{,}2 \times 10^3 \times 150 \times 10^{-6} \simeq 0{,}31$ s $\Rightarrow$ $f \simeq 3{,}2$ Hz et durée d'une impulsion d'allumage $t \simeq 0{,}1$ s. On utilise le circuit intégré TTL 7414 à 6 INV. TRIGGER.

Bascules : 4 bascules D. Soit 2 circuits intégrés TTL 7474, double, bascule D, à commande par front ⌐, montées en cascade.

Affichage : par LED ; mais nécessité d'utiliser pour chaque LED un inverseur à collecteur ouvert puisque l'allumage se fait sur un *nl*0, avec sortie de porte sur la cathode. On utilise le circuit intégré 7401 - TTL - 4 NAND - 2e en « open collector ».

On pourra compléter ce chenillard par deux autres séries de LED, montées de la même façon sur les sorties Q_1 à Q_4.

4. ESSAIS DE FONCTIONNEMENT

Pour la mise en route, appuyer sur le poussoir « armement ». Le retour à « 0 » de chaque sortie Q_1... Q_4, s'obtient par bouclage de Q_4 sur D_1.

MESURE N° 4

Les compteurs

I. INTRODUCTION

Le comptage électronique est très utilisé dans les systèmes actuels et permet :

— **L'automatisation des processus industriels :** par comptage d'objets pour la gestion des stocks, les chaînes d'assemblages... avec des *capteurs* tels que cellules opto-électroniques, détecteurs magnétiques de proximité...

— **La mesure de déplacement, fréquence de rotation :** par comptage d'impulsions lumineuses créées par dispositif à cellule opto-électronique et disque perforé...

— **Les temporisations :** par comptage d'oscillations générées par oscillateur piloté par quartz dans les montres, horloges à circuits intégrés.

— **L'affichage numérique :** sur les appareils numériques de mesures avec afficheurs à LED ou à cristaux liquides (LCD). Le comptage s'effectue en « binaire » ou BCD (décimal codé binaire) et l'affichage en « décimal ». Cela nécessite un dispositif interface « décodeur » entre compteur et afficheur.

II. LES DIFFÉRENTS SYSTÈMES DE COMPTAGE

2.1. Le comptage asynchrone

L'élément de base du compteur est une bascule bistable de type D, mais le plus souvent JK montée en T, diviseur de fréquence par deux.

TRAVAUX PRATIQUES 1

Étude expérimentale d'un compteur asynchrone

1. MONTAGE

Réaliser le montage du compteur donné sur le logigramme (fig. 1) constitué de 4 bascules JK (soit 2 circuits intégrés 7476-TTL) montés en bascules T avec les entrées J et K reliées au niveau logique « 1 » ($+V_{CC}$). Les bascules JK sont montées en « cascades » telle que la sortie Q_1 de ① attaque l'entrée d'horloge CLK de ② et ainsi de suite, chacune d'elles commandant l'horloge de la suivante. Avec *n* bascules en cascade, on réalise un compteur de « modulo » 2^n : avec 4 bascules, on a un compteur de modulo $2^4 = 16$. On obtient 16 combinaisons binaires différentes soit en « binaire pur » (de 0 à 15 en décimal) de 0000 à 1111 ($15_{(10)}$). Le compteur compte de 0 à $15_{(10)}$ et à la 16e impulsion sur CLK ① il y a « recyclage » du compteur (retour à 0000).

2. ANALYSE

Compléter le tableau de fonctionnement (fig. 2) et le chronogramme (fig. 3). Au départ, le compteur est prépositionné (initialisation) à l'état 0000 par la commande de forçage « clear » CLR (RAZ) active au niveau « 0 ».

	2^3	2^2	2^1	2^0
CLK Impulsion	MSB 8 Q_{4_D}	4 Q_{3_C}	2 Q_{2_B}	LSB 1 Q_{1_A}
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

* écrire l'état des sorties dans l'ordre Q_{4_D}, Q_{3_C}, Q_{2_B}, Q_{1_A}, code 8421.

Fig. 2

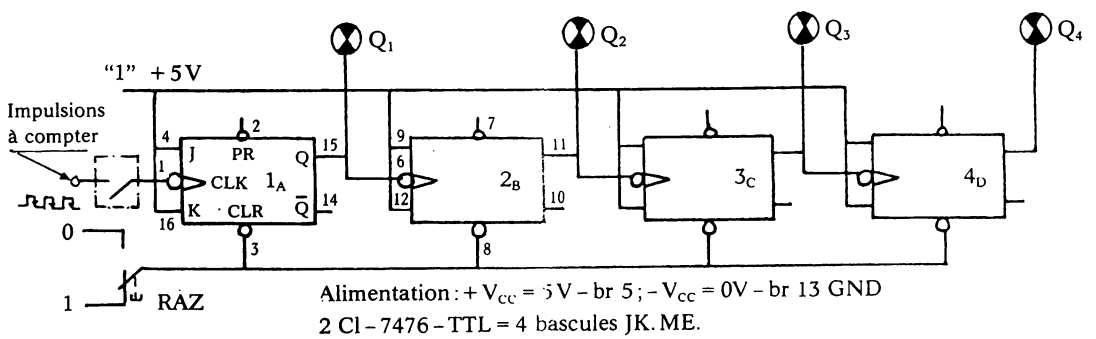


Fig. 1

Dans le chronogramme, on négligera le temps de propagation (ou de délai) d'environ 20 ns par bascule (la réponse des sorties est dite « asynchrone »).

Indications. Commentaires

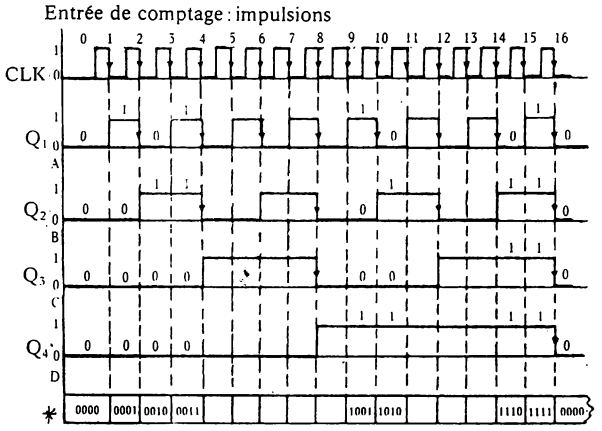


Fig. 3

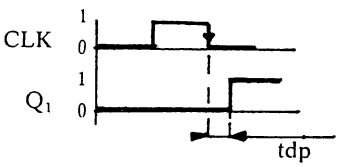


Fig. 4

Remarquer que chaque bascule est diviseur de fréquence par 2. On a dans le code binaire pur les sorties Q_{4_D}, Q_{3_C}, Q_{2_B}, Q_{1_A} (2^3_D, 2^2_C, 2^1_B, 2^0_A).

Le recyclage du compteur se fait « naturellement » à la 16e impulsion (0000).

Dans le chronogramme (fig. 3) on ne tient pas compte du temps de propagation t_{dp} (fig. 4). Or, pratiquement, dans le compteur asynchrone, les t_{dp} s'ajoutent et cela entraîne donc la limite du nombre de bascules en cascade et de la fréquence de comptage (capacité du compteur) $f < 1$ MHz. Le compteur asynchrone est cependant utilisable pour le comptage en fréquence basse et la réalisation de diviseur par 2, 4, 8, 16... dans les fréquencemètres.

3. RÉALISER PAR UNE SIMPLE MODIFICATION DU COMPTEUR (fig. 1) un *décompteur* binaire asynchrone, puis établir son tableau de fonctionnement.

Indications

En faisant jouer aux sorties complémentaires $\overline{Q}$, le rôle que jouaient les sorties Q du compteur précédent, on passe du mode comptage « UP » au mode décomptage « DOWN ». C'est donc la sortie $\overline{Q}$ de la bascule qui est reliée à la bascule de rang supérieur (fig. 5).

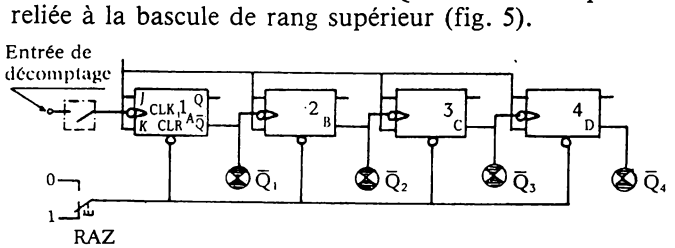


Fig. 5

A compléter
tableau de fonctionnement

CLK Impulsion	$\overline{Q}_{4_D}$ MSB 8	$\overline{Q}_{3_C}$ 4	$\overline{Q}_{2_B}$ 2	$\overline{Q}_{1_A}$ LSB 1
0	1	1	1	1
1	1	1	1	0
2	1	1	0	1
3				
4				
5				
6				
7				
8				
9				
10				
11				
12				
13	0	0	1	0
14	0	0	0	1
15	0	0	0	0

Fig. 6

Le compteur étant initialisé à zéro par RAZ, toutes les sorties Q sont à 0, donc les sorties $\overline{Q}$ à 1 et les voyants allumés. Au fur et à mesure des impulsions sur l'entrée de décomptage, ils fonctionnent suivant le tableau (fig. 6). C'est un comptage « décroissant ».

4. Avec le même dispositif (fig. 1) on veut réaliser un compteur-décompteur **binaire** asynchrone en utilisant un *commutateur logique* (« toggle logic ») suivant le montage (fig. 7). Expliquer son fonctionnement.

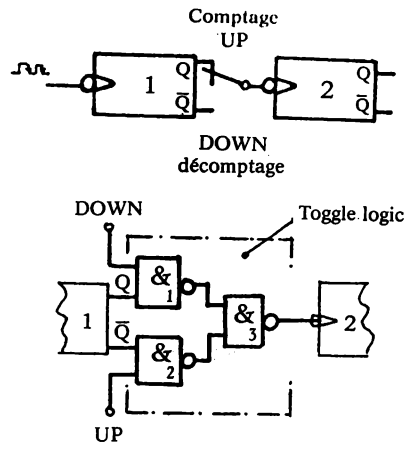


Fig. 7

Indications

On peut utiliser un inverseur mécanique mais la solution du commutateur logique est préférable. Il est constitué de 3 portes NAND.

Fonctionnement :

— *En mode comptage*, l'entrée UP = 0 et l'entrée DOWN = 1 donc la sortie du NAND ② est à 1 quel que soit $\overline{Q}$; la sortie du NAND ① est à $\overline{Q}$ et celle

du NAND ③ est à Q, donc on fonctionne bien en compteur (« up » counter).

— *En mode décomptage*, l'entrée UP = 1 et l'entrée DOWN = 0 donc... la sortie du NAND ③ est à $\overline{Q}$ et le dispositif est décompteur (« down » counter). On charge (to load) ou on prépositionne (to preset) en introduisant un nombre dans le dispositif.

Remarque

Certains compteurs ne possèdent pas d'entrée DOWN-UP, mais 2 entrées d'horloge, une pour le comptage (count-up), l'autre pour le décomptage (count-down). L'entrée non utilisée est maintenue au niveau 1.

TRAVAUX PRATIQUES 2

Réalisation d'un compteur décimal BCD (décimal codé binaire) ou « décade »

Une « **décade** » est un compteur « modulo 10 » qui compte de 0 à $9_{(10)}$ et en BCD de 0000 à 1010 (décimal codé binaire) soit dix combinaisons différentes. On doit donc utiliser 4 bascules puisque $2^3 < 10 < 2^4$; cependant la décade doit être recyclée, donc revenir à 0 après l'état 9, donc à la 10e impulsion sur l'entrée de comptage CLK (en binaire 1010). C'est un compteur à cycle interrompu. Le problème consiste alors à réaliser un « *décodeur logique* » qui détectera l'état 1010 (soit $Q_4 = 1$, $Q_3 = 0$, $Q_2 = 1$, $Q_1 = 0$) et imposera la remise à zéro (RAZ) du compteur par la commande CLR.

Réaliser et étudier expérimentalement la « décade » en utilisant pour décodeur une porte NAND. Représenter le logigramme complet du compteur et son chronogramme, ainsi que le tableau de fonctionnement correspondant. Vérifier expérimentalement.

Indications

On se reportera au TP1.

Soit le montage décodeur qui détecte l'état 1010 à $Q_2 = 1$ et $Q_4 = 1$ telles que $\overline{1 \cdot 1} = 0$ sur CLR (RAZ) et le comptage repart à 0000 (fig. 1).

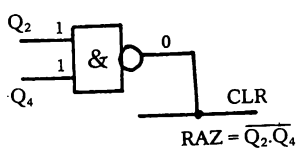


Fig. 1

Remarques

On peut remplacer la « NAND » par un « OU » d'entrées $\overline{Q}_2$ et $\overline{Q}_4$ réalisant la même fonction d'équation $\overline{Q}_2 + \overline{Q}_4 = \overline{Q_2 \cdot Q_4}$ (théorème de De Morgan).

Pour obtenir un cycle interrompu, on peut également utiliser un compteur binaire dont les entrées de forçage CLR sont *synchrones* de l'horloge et actives sur un front. *Dans ce cas* on détecte l'état ⑨ 1001 du compteur soit : RAZ = $Q_1 \cdot Q_4$ sur CLR. L'avantage est que ce compteur présente 10 états de sortie distincts et pas de 11e état « *fugitif* » pouvant entraîner un retard préjudiciable.

Une autre solution consiste à concevoir au départ un cycle interrompu en déterminant les équations des variables d'entrées J, K de telle sorte que le cycle soit interrompu au n^e état (état ⑨ en BCD) et suivi de l'état ⓪ .

TERMINOLOGIE UTILISÉE DANS LE COMPTAGE

Dans l'écriture d'un nombre binaire le « bit » de droite de poids le plus faible est noté LSB (Least Significant bit) et le bit de gauche de poids le plus fort MSB (Most Significant bit) (fig. 2) TP1.

En numération binaire, de base deux à 2 chiffres 0 et 1, chaque chiffre est un « **bit** » ou digit binaire (digit ≡ doigt) (« bit » est la contraction de binary digit); le « **mot** » qui représente un nombre ou une information de 8 bits est appelé **octet**; le « kilo » octet comprend $2^{10} = 1\,024$ octets.

« **Incrémenter** », c'est augmenter de 1 le contenu d'un compteur (up-counter); « **décrémenter** », c'est diminuer de 1 le contenu d'un décompteur (down-counter).

2.2. Le comptage synchrone

Dans un compteur synchrone, toutes les bascules sont commandées en même temps par le même signal d'horloge CLK. Le basculement des différents étages s'effectue donc au même moment puisque l'on dispose d'une horloge commune. On élimine ainsi l'inconvénient rencontré dans le compteur asynchrone, dans lequel les temps de commutation s'ajoutaient et rendaient impossible le comptage en fréquence élevée.

TRAVAUX PRATIQUES 3

Étude expérimentale d'un compteur synchrone

1. MONTAGE

Réaliser le montage du compteur donné sur le logigramme (fig. 1), constitué de 4 bascules JK (2 circuits intégrés 7476-TTL). On dispose donc d'une unité de comptage binaire synchrone à 4 bits, modulo 16. L'horloge commune H attaque l'entrée CLK de chaque bascule.

2. ANALYSE

À l'aide de la table de fonctionnement (fig. 2 - TP1), quelles relations doit-on établir entre une sortie Q_n et les commandes J et K de la bascule suivante ($n + 1$)? Noter les basculements qui doivent, pour chaque état, survenir au top d'horloge suivant. On se rappellera de la *condition* suivante : en comptage synchrone une bascule est sensible au signal d'horloge uniquement lorsque la bascule qui la précède est à l'état 1, donc J et K de la bascule concernée à « 1 ». Cette condition nécessite une logique de commande fournissant aux entrées les niveaux correspondants aux états que les bascules doivent prendre après la transition H en fonction des états précédents.

Justifier ensuite le rôle des portes ET de la logique de commande à l'aide des relations établies plus haut.

Établir le chronogramme du compteur.

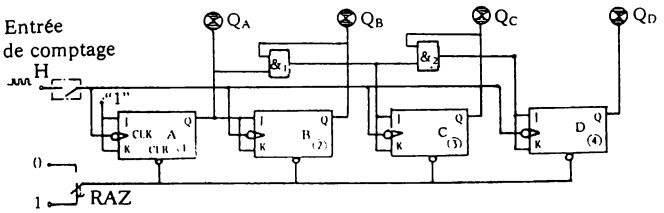


Fig. 1

Indications

Pour réaliser la condition : une bascule est sensible au signal H ou à l'impulsion sur CLK quand toutes les bascules qui la précèdent sont à 1, on utilise une « logique de commande » à porte ET.

Pour la bascule A le changement d'état se fait à chaque top $\sqcap_0$ d'horloge, donc $J_A = K_A = 1$ en permanence.

Pour la bascule B, prévoir le basculement de Q_B quand $Q_A = 1$, donc $J_B = K_B = 1$. On branche donc J_B et K_B sur Q_A.

Pour la bascule C, le basculement se fait lorsque Q_A et Q_B sont à 1. On utilise la porte $\&_1$ d'entrées Q_A et Q_B et de sortie sur J_C et K_C telle que $J_C = K_C = Q_A \cdot Q_B$.

Pour la bascule D, le basculement a lieu lorsque Q_A et Q_B et Q_C sont à 1, d'où la nécessité de la porte $\&_2$ d'entrées $Q_A \cdot Q_B$ et Q_C et de sortie sur J_D et K_D telle que $J_D = K_D = Q_A \cdot Q_B \cdot Q_C$.

3. COMPTEUR MODULO « 256 »

On veut compter jusqu'à 255, donc réaliser un compteur modulo 256 = 2^8. Comment procéder si l'on possède plusieurs « blocs » identiques au bloc modulo 16 déjà étudié ? Préciser le type et le montage de l'opérateur réalisant la liaison du 1er bloc au 2e bloc. Quel est l'inconvénient de cette logique de commande ?

Indications

Réalisation du compteur modulo 256. Logigramme (fig. 2).

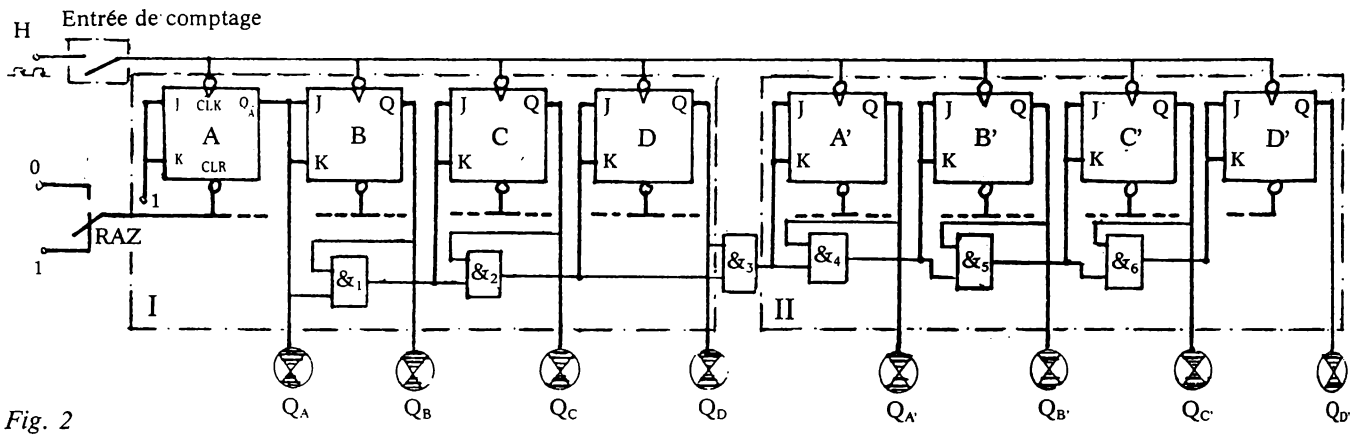


Fig. 2

Sur les entrées du 2e bloc, on a la sortie de l'opérateur $\&_3$ telle que $J_{A'} = K_{A'} = Q_A \cdot Q_B \cdot Q_C \cdot Q_D$; les entrées $J_{D'} = K_{D'}$ de la bascule D' reçoivent l'information Q_A à travers 6 portes & en série, donc le temps de propagation de la donnée Q_A est multiplié par 6, d'où la limite en fréquence. On y remédie en remplaçant les portes & par un NAND à 4 entrées et un inverseur rapides. On obtient un compteur synchrone « parallèle » dont la réponse atteint f_H = 30 MHz.

4. RÉALISATION D'UN COMPTEUR BCD (décimal codé binaire ou décade synchrone)

On a déjà vu que pour compter jusqu'à 10, soit de 0 à 9 (0000 à 1001), il est nécessaire d'utiliser 4 bascules donnant 16 états différents. Le compteur décimal ne retiendra que 10 états, donc recyclera à 0000 la combinaison 1001.

Expliquer le fonctionnement de la décade (fig. 3), établir son chronogramme et vérifier expérimentalement.

Indications

Le compteur revient à 0000 à la 10e impulsion H $\sqcap_0$. On a les équations d'entrées : $J_A = K_A = 1$; $J_B = Q_A \cdot \overline{Q_D}$; $K_B = K_D = Q_A$; $J_C = K_C = Q_A \cdot Q_B$; $J_D = Q_A \cdot Q_B \cdot Q_C$; $\overline{Q_D}$ interdit le passage à 1 de Q_B à l'impulsion 10 ; K_D mise à 1 par Q_A force à 0 la bascule D après l'impulsion 9 et supprime les états 10 à 15. En n'utilisant que la sortie Q_D, on a un diviseur par 10. En laissant « courir » le compteur jusqu'au 16e état (avant de le ramener à 0) on obtient un compteur binaire hexadécimal (modulo 16).

Dans la pratique, on utilisera des compteurs réalisés entièrement en circuits intégrés spécifiques contenant toute l'électronique de commande.

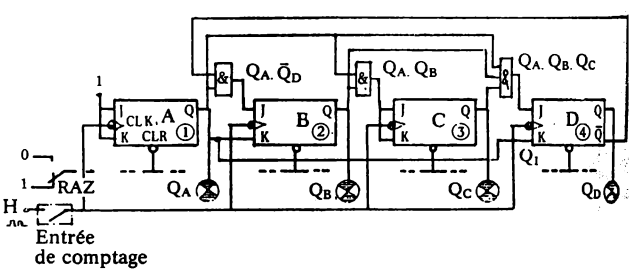


Fig. 3

III. LES CIRCUITS INTÉGRÉS DE COMPTAGE

Les compteurs proposés par les constructeurs pour les réalisations pratiques sont du type intégré à 4 étages généralement, en *décades binaires* (ou BCD) ou en *décimal* (à 10 sorties décimales de 0 à 9). Ils appartiennent aux familles TTL ou CMOS. Ils sont munis de fonctions auxiliaires (ou sorties spéciales) telles que : RAZ, blocage, chargement, comptage ou décomptage, décodage et fin du comptage ou décomptage, retenue pour la mise en cascade de plusieurs circuits intégrés. Ces fonctions sont désignées dans les notices par les termes :

• ENTRÉES

Entrées **PRESET** (RAZ) et **CLEAR** (RAZ) actives à l'état bas 0, déjà rencontrées.

Entrée **ENABLE** (autorisation) mise au niveau 1, on a J = K = 0 pendant l'opération de chargement du compteur où CLK est sans effet ; au niveau 0 elle autorise le comptage (validation).

Entrée **LOAD** de chargement des données (à LOAD = 0). LOAD ≡ charge.

Entrées des données **DATA** (il y a autant d'entrées DATA que de bits) A, B, C, D.

Entrées de comptage (**UP**-count) et de décomptage (**DOWN**-count).

Entrée d'horloge **CLK**.

• SORTIES

Sorties (**outputs**) Q_A... (ou 0_A).

Sortie **CARRY** (report) fin de cycle comptage ; lorsque le compteur arrive à son contenu maximum (9 pour une décade) il apparaît une impulsion qui attaque l'entrée CLK du compteur suivant. C'est la retenue de l'addition.

Sortie **BORROW** (retenue) fin de cycle décomptage ; lorsque le décompteur arrive à zéro, il apparaît une impulsion qui attaque l'entrée CLK du décompteur suivant de « poids » supérieur. C'est la retenue de la soustraction. Ces sorties sont parfois désignées par M + *m* (Maximum-minimum).

Applications

Le comptage d'impulsions visualisé sur afficheur 7 segments suivant le synoptique (fig. 5) du TP6.

Le comptage sans affichage avec les compteurs décimaux.

La division de fréquence du signal d'entrée à *f*/2, *f*/4, *f*/5, *f*/10...

TRAVAUX PRATIQUES 4

Étude du compteur-décompteur BCD - synchrone 74192

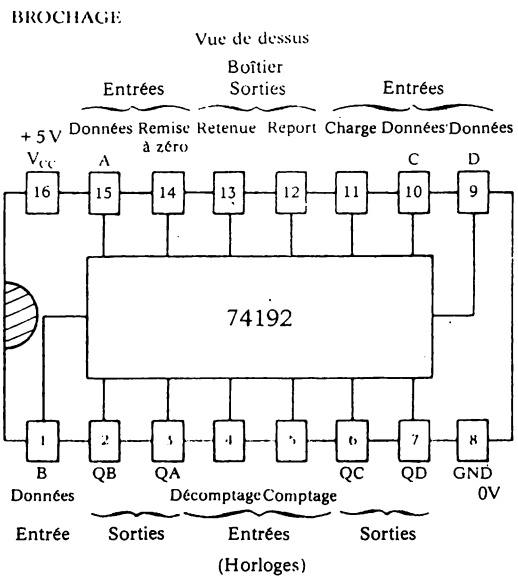
1. PRÉPARATION

Exploiter la documentation constructeur DOC 1 et 2. Les notices originales sont écrites en anglais. On en profitera ici, puisqu'elles sont traduites en français, pour s'habituer à « l'anglais technique ».

2. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

Essais du compteur-décompteur suivant la séquence indiquée sur le DOC 2 (chronogramme) avec programmation ou prépositionnement à 7 (0111) suivant la séquence indiquée (b14) RAZ $_0\sqcup\!\sqcap\!\sqcup$, prépositionnement LOAD (b11) à 0, charger les entrées « data » A, B, C, D à 7 (0111) en code BCD 8421, les sorties Q_A... Q_D prennent l'état prépositionné choisi, puis porter LOAD à 1 et vérifier l'état des sorties en comptage (b5) ou décomptage (b6) par impulsions sur les entrées d'horloge « Up » ou « Down » produites par un dispositif anti-rebonds. On visualisera par un dispositif à LED ou à affichage [0 ; 1] du TP8 - mesure 2.

Compteur-décompteur BCD - Synchrone



DOC. 1 P_{tot} = 325 mW - STD - 95 mW - LS - TTL

DESCRIPTION GÉNÉRALE

La décade compteuse-décompteuse SF.C 4192 E est un circuit monolithique comprenant des portes et 4 bascules JK fonctionnant en échelle de deux, interconnectées pour former un diviseur par 10 fonctionnant de manière bidirectionnelle selon l'état de deux entrées d'horloge compteuse et décompteuse, l'une commande le comptage, et l'autre le décomptage.

Le code de sortie de la décade compteuse-décompteuse est le code BCD (8421), et la séquence de sortie est l'équivalent binaire des nombres décimaux de 0 à 9.

La décade est capable de commencer le comptage à partir de tout nombre de 0 à 9. Une entrée de prépositionnement commande l'entrée asynchrone de ces nombres, et positionne les sorties dans l'état correspondant.

Si l'entrée de commande du prépositionnement est au niveau bas, les sorties de chaque bascule se positionnent dans le même état que les entrées de données associées indépendamment de l'état des entrées d'horloge.

Deux sorties, retenue et report, sont commandées par les entrées d'horloge. La porte de sortie retenue donne une impulsion négative dont la largeur est celle de l'impulsion de l'horloge de décomptage quand le compteur passe de 0 à 9. La porte de sortie report donne une impulsion négative dont la largeur est celle de l'impulsion de l'horloge de comptage quand le compteur passe de 9 à 0.

Une impulsion positive sur l'entrée de remise à zéro positionne les sorties au niveau bas.

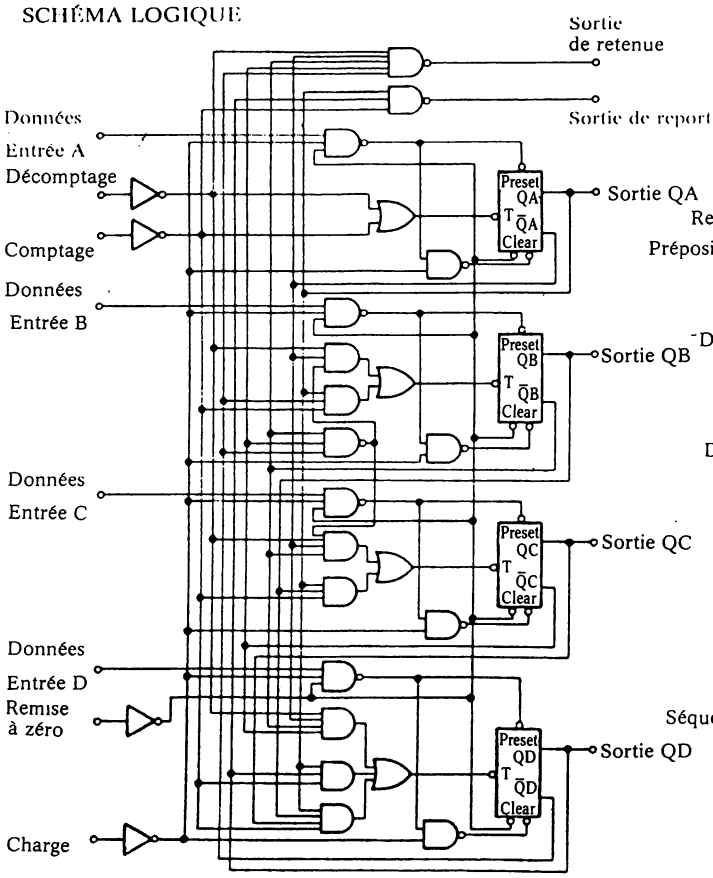
CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES
74192 - TTL

Type	Boîtier	Gamme de température ambiante de fonctionnement	V_{CC} (V)		Tension d'entrée maximale	Sortance		Facteur de charge d'entrée	
			Minimum	Maximum		Low state *État bas*	High state *État haut*		
SF.C 4192 E	MP-117	0 °C, + 70 °C	4,75	5,25	5,5 V	10	20	All inputs *Toutes entrées*	1
SF.C 4192 ET	MP-117	−25 °C, + 85 °C	4,75	5,25	5,5 V	10	20		
SF.C 4192 EV	MP-117	−40 °C, + 85 °C	4,75	5,25	5,5 V	10	20		
SF.C 4192 EM	MP-117	−55 °C, +125 °C	4,5	5,5	5,5 V	10	20		

— *Compteur prévu pour l'extension à* n *étages*
— *Fonctionnement synchrone*
— *Prépositionnement individuel de chaque bascule*
— *Remise à zéro indépendante*
— *Fréquence maximale de comptage... 32 MHz.*

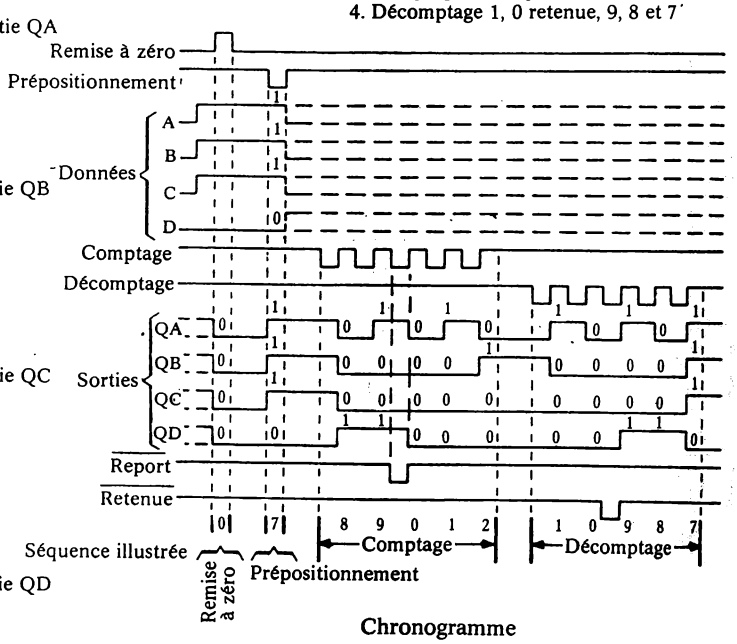
7492 – Compteur – Décompteur programmable

SCHÉMA LOGIQUE



SÉQUENCE TYPIQUE DE REMISE À ZÉRO, PRÉPOSITIONNEMENT ET COMPTAGE

La séquence est la suivante :
1. Remise à zéro des sorties
2. Prépositionnement à 7 (code BCD) 0111
3. Comptage 8, 9 report 0', 1 et 2
4. Décomptage 1, 0 retenue, 9, 8 et 7'



Chronogramme

Notes : ① *La remise à zéro est prioritaire sur les entrées de prépositionnement, données et de comptage.*
② *Quand on compte, l'horloge de décomptage doit être haute ; quand on décompte, l'horloge de comptage doit être haute.*

DOC 2

TRAVAUX PRATIQUES 5

Étude du compteur 7490

1. PRÉPARATION

« L'anatomie » ou structure du compteur-décade BCD intégré est donnée (fig. 1). Il est constitué de 3 bascules JK et d'une RS.

1.1. Caractéristiques

V_{CC} = 5 V ± 5 % - 7 V max ; $V_{i\,max}$ = 5,5 V/entrées ; θ °C = 0 à 70 °C ; amb. = 25 °C. f de comptage : entrée A_i = 32 MHz ; entrée B_i = 16 MHz ; sortance Q_A... Q_D = 10 ; entrance A_i = 2, B_i = 4 ; I_{CC} alimentation par boîtier = 32 mA ; I_{0S} sortie en court-circuit = 20 à 50 mA ; temps de propagation du signal de sortie = 50 ns typique.

Le compteur-décade codé BCD fonctionnant en mode asynchrone possède 2 entrées d'horloge A_i (br 14) et B_i (br 1) permettant par interconnexions externes 3 configurations possibles d'utilisation.

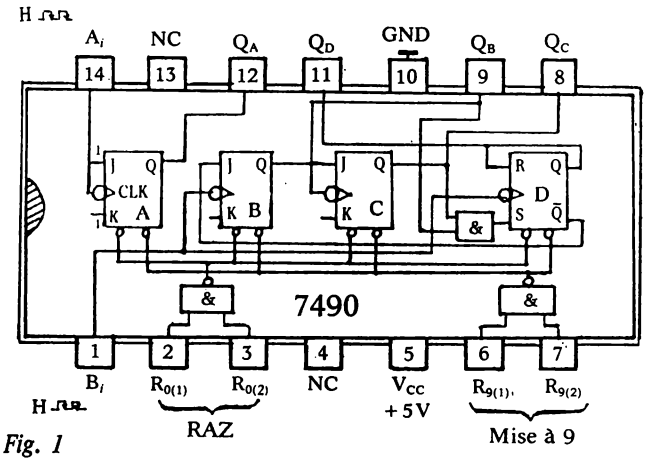


Fig. 1

1.2. Séquences de fonctionnement

a) **En compteur BCD :** 10 positions. L'entrée B_i (br 1) est reliée à Q_A (br 12) ; l'entrée A_i (br 14) reçoit les impulsions à compter ; $R_{0(1)}$, $R_{0(2)}$, $R_{9(1)}$, $R_{9(2)}$ mises à la masse (br 2, 3, 6, 7 → à br 10 GND) ; sorties sur Q_A, Q_B, Q_C, Q_D.

b) **En diviseur de fréquence par 10 :** la sortie $Q_{D(11)}$ est reliée à l'entrée $A_{i(14)}$ et les impulsions appliquées sur l'entrée $B_{i(1)}$; on prélève sur la sortie $Q_{A(12)}$ les impulsions symétriques (rapport cyclique $\frac{1}{2}$) à la fréquence $\frac{f\,B_i}{10}$.

c) **En diviseur de fréquence par 5 et par 2 :** sans connexions externes avec l'entrée sur $B_{i(1)}$, on obtient sur la sortie $Q_{D(11)}$ $\frac{f\,B_i}{5}$; avec l'entrée sur $A_{i(14)}$ on a sur la sortie $Q_{A(12)}$ $\frac{f\,A_i}{2}$.

On rappelle que le basculement se fait sur la transition d'horloge ⌜⌞ (au front descendant), H ou CLK active.

L'initialisation des étages à 0000 ou RAZ s'effectue pour $R_{0(1)}$ et $R_{0(2)}$ au niveau H («1») avec au moins une des entrées R_9 au niveau L («0»).

La mise à «9» (1001) se fait par $R_{9(1)}$ et $R_{9(2)}$ au niveau H, quelles que soient $R_{0(1)}$ et $R_{0(2)}$. Le compteur est activé pour $R_{0(1)}$ ou $R_{0(2)}$ à «0» et $R_{9(1)}$ ou $R_{9(2)}$ à «0».

2. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

2.1. Câbler le compteur sur le module et vérifier expérimentalement la séquence de fonctionnement *a*, *b*, *c* du (1). Visualiser les sorties à l'oscilloscope et comparer au signal d'entrée.

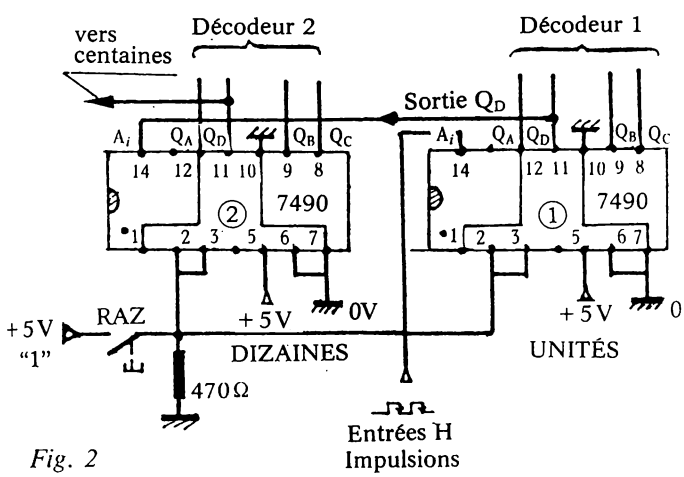


Fig. 2

2.2. Représenter les chronogrammes. On pourra utiliser un générateur de signaux basse fréquence ou un dispositif anti-rebonds pour un comptage à commande manuelle (poussoir, ILS...).

2.3. Réaliser le montage à 2 décades unités, dizaines et effectuer les essais de fonctionnement (fig. 2).

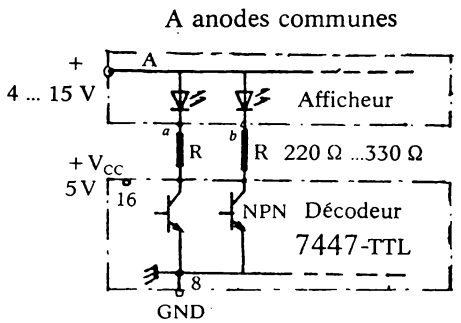
TRAVAUX PRATIQUES 6

Réalisation d'un compteur de 0 à 9 avec affichage numérique

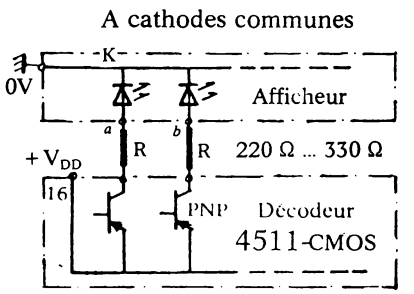
1. ÉTUDE DU DÉCODEUR

Le décodeur reçoit en entrées A, B, C, D les informations binaires du compteur-décade codé BCD, qu'il transforme en commandes d'éclairement des 7 segments de l'afficheur numérique (sorties *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*, *g*).

On distinguera 2 familles de décodeurs suivant le type d'afficheur commandé (fig. 1).



Sorties décodeur à collecteur ouvert : au niveau L «0» sont activées. Le décodeur est en interface entre le compteur BCD - 7490 - TTL et l'afficheur à anodes communes (AC) 7 segments à LED, type MAN 71A (rouge). Segments actifs sur «0». Autres types d'afficheurs (AC) : TIL 312 - HP 5082.



Sorties décodeur à collecteur ouvert : au niveau H «1» sont activées. Le décodeur est interface entre le compteur BCD 4518 ou 74C90 CMOS et l'afficheur à cathodes communes (KC) 7 segments à LED, type 74A (rouge). Segments actifs sur «1». Autres types d'afficheurs (KC) : TIL 122 - FND 500.

Fig. 1

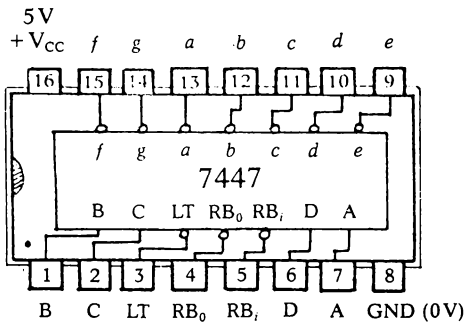
On expérimentera le décodeur 7447 - TTL associé à l'afficheur (AC) MAN 72A (fig. 2 et 3).

Étude expérimentale

1.1. En préparation avant l'essai, établir la table de fonctionnement du décodeur : 4 entrées A, B, C, D venant du compteur BCD 7490 (voir TP5) ; 7 sorties *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*, *g* vers l'afficheur 7 segments.

1.2. Effectuer sur la platine d'essais le montage (fig. 4). Attention à ne pas oublier d'insérer entre décodeur et afficheur, la plaquette de 7 résistors (220 Ω... 330 Ω) de protection des segments à LED (par segment I_F = 20 mA ; $V_F \simeq$ 1,8 V).

1.3. Faire les essais de fonctionnement du décodeur et de l'afficheur. Vérifier la conformité avec la table de fonctionnement préétablie en 1.1.



DÉCODEUR BCD 7447 - TTL

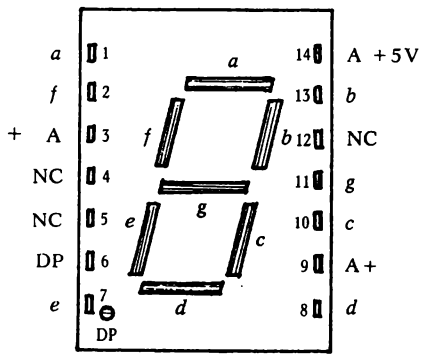
Fig. 2

Entrées : A, B, C, D codées BCD.
Sorties : a, b, c, d, e, f, g, h vers l'afficheur 7 segments ; actives sur le niveau bas L, « 0 » ; I ≃ 20 mA.

TABLE DE FONCTIONNEMENT
à compléter

Entrées				valeurs décimales	Sorties							
8	4	2	1									
D	C	B	A		*a*	*b*	*c*	*d*	*e*	*f*	*g*	
0	0	0	0	**0**	1	1	1	1	1	1	0	0
0	0	0	1	**1**								1
0	0	1	0	**2**								2
0	0	1	1	**3**								3
0	1	0	0	**4**								4
0	1	0	1	**5**								5
0	1	1	0	**6***	0*	0	1	1	1	1	1	6
0	1	1	1	**7**								7
1	0	0	0	**8**								8
1	0	0	1	**9***	1	1	1	0*	0	1	1	9

* Pour le 6 et le 9, on rencontre également 6 et 9 ; dans ce cas, changer le 0* en 1.



AFFICHEUR MAN 72 A

Fig. 3

Entrée de commandes

« **Test** » **LT** (3) Lampe Test ; pour LT = 0 on vérifie le bon fonctionnement de l'afficheur en éclairant tous les segments quels que soient les niveaux de A, B, C, D ; pour LT = 1 on a le fonctionnement normal de l'afficheur.

RB_0 (out) (4) de forçage « allumage » ; pour RB_0 = 0 tous les segments sont effacés (économie d'énergie) ; pour RB_0 = 1 fonctionnement normal de l'afficheur.

RB_i (input) (5) d'effacement (Blanking) ; pour RB_i = 0 on supprime l'affichage des zéros non significatifs (à gauche, soit 6 au lieu de 0006) ; pour RB_i = 1 on a l'affichage des zéros.

Caractéristiques

$I_{S\,max}$ = 40 mA, $V_{CC\,max}$ = 15 V. Open collector - $P_{dissipée}$ 320 mW (STD), 35 mW (LS). Il existe des circuits intégrés compteur + décodeur tel le SFF 5100 CMOS en 24 broches DIL.

Caractéristiques

Anode commune - point décimal (DP) à gauche - 7 segments : rouge - caractères 7,62 mm, 125 µcd mini pour I_F = 10 mA ; I_F = 30 mA ; V_F = 2 V à I_F = 20 mA ; V_R = 6 V ; P_{tot} = 480 mW, boîtier DIL 14 broches : L = 7,4 mm ; ℓ = 3,9 mm ; h = 5,1 mm. Les broches Anodes (A+) 3, 9, 14 sont reliées extérieurement dans le montage (fig. 4). Les broches NC sont non connectées. Pour de plus faibles consommations, on utilise des *afficheurs à cristaux liquides* (LCD ≡ Liquid Cristal Diode). Leur principe est basé sur l'action d'un champ électrique qui modifie les propriétés de réflexion du cristal ; mais il n'y a réflexion que s'il existe une lumière incidente extérieure. La commande des segments se fait par une tension créneaux alternative (30 à 60 hz). La consommation est presque nulle.

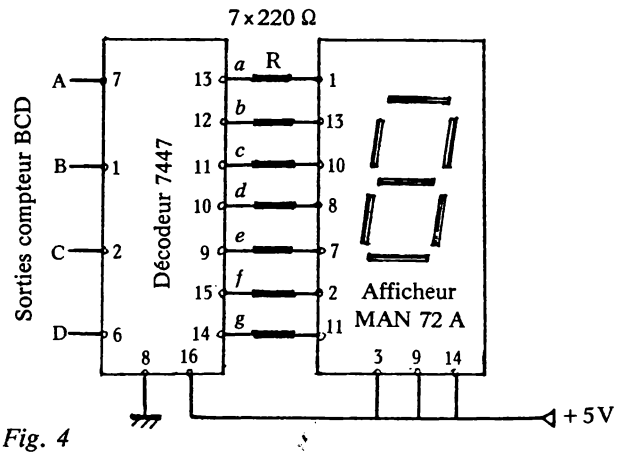


Fig. 4

Affichage multiplexé

Si le nombre d'afficheurs est important, le montage devient complexe. On utilise alors un *multiplexeur* à cadence rapide qui n'éclaire qu'un seul segment à la fois, donc un seul résistor et une faible consommation. On trouve des circuits intégrés spécialisés réalisant toutes les fonctions comptage-décodage, multiplexage pour 6 à 8 afficheurs.

Exemple

Le circuit ICM 7208 - CMOS - 7 digits d'Intersil à 28 broches (calculatrices, réveils digitaux...).

2. RÉALISATION DU COMPTEUR À AFFICHAGE NUMÉRIQUE 0-9

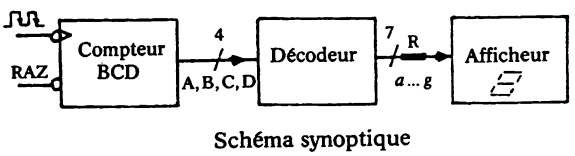


Schéma synoptique

Fig. 5

Matériels

Composants intégrés, circuits intégrés :
Circuit intégré 1 = 1/2 7400 - montage « anti-rebonds ».
Circuit intégré 2 = 7490 - compteur BCD.
Circuit intégré 3 = 7447 - décodeur - 4 vers 7.
Circuit intégré 4 = MAN 72A - afficheur 7 segments.
1 boîte de 7 résistors R = 220 Ω - 1/4 W - R_1 = R_2 = R_3 = 1 kΩ.
2 poussoirs et inverseur RAZ et H.

La commande d'horloge peut se faire par poussoir inverseur à anti-rebonds ou par générateur d'horloge TBF ⎍⎍⎍ à « 555 ».

Alimentation

Le dispositif est alimenté par montage à régulateur de tension 7805 - 5 V stabilisé.

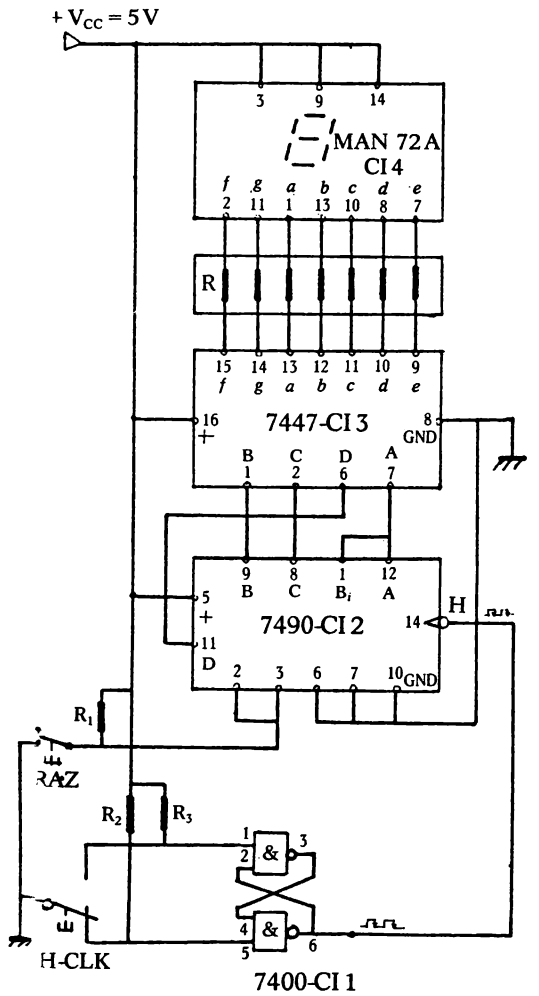


Fig. 5

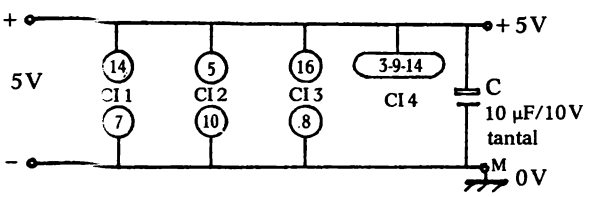


Fig. 7

3. RÉALISATION D'UN COMPTEUR À AFFICHAGE NUMÉRIQUE 0-99

Analyser le schéma de principe et le repérage du câblage entre composants.

Effectuer le montage sur plaquette de connexions et procéder aux essais de fonctionnement.

La commande d'entrée de comptage H peut être manuelle (par « anti-rebonds ») ou par oscillateur (astable 555, trigger de Schmitt, générateur d'impulsions...).

On remarquera que la sortie $11_{(D)}$ du compteur unités (1) est reliée par la connexion (8) à l'entrée A_i (14) du compteur dizaines (2) au passage de 9 à 0 → 10 à 99.

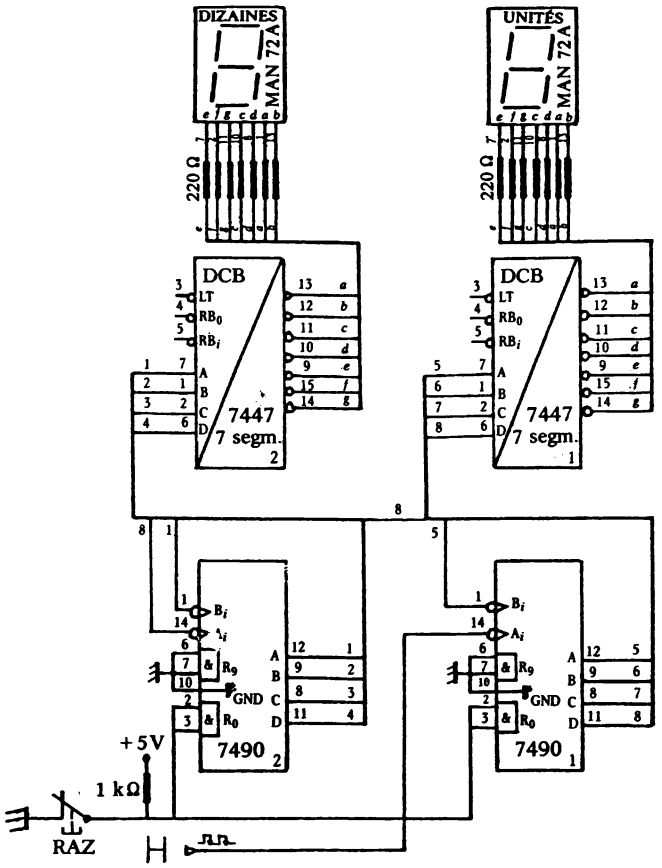


Fig. 8

SUJET 1

Sujet Bac F - 1989

SYNTHÈSE SUR LES BASCULES ET LEURS APPLICATIONS

1. BASCULE ASYNCHRONE RS

1.1. Montage

Réaliser sur le pupitre d'essais le montage (fig. 1).

1.2. Table de vérité

Compléter la table de vérité (fig. 2) après étude expérimentale sur la maquette.

Expliquer à partir de la table de vérité, pourquoi les 2 entrées sont notées $\overline{S}$ et $\overline{R}$? Porter simultanément $\overline{R}$ et $\overline{S}$ à 0 : que valent Q et $\overline{Q}$? A partir de ce nouvel état, imaginer que l'on ramène simultanément $\overline{R}$ et $\overline{S}$ à 1 : comment évoluent alors Q et $\overline{Q}$? Que peut-on en conclure?

1.3. Bascule anti-rebonds

À l'aide du montage précédent, réaliser l'enchaînement logique suivant qui simule l'évolution d'un bouton-poussoir monté selon le schéma (fig. 3) puis compléter expérimentalement la table de vérité (fig. 4). Déduire de cette étude l'emploi d'un tel montage.

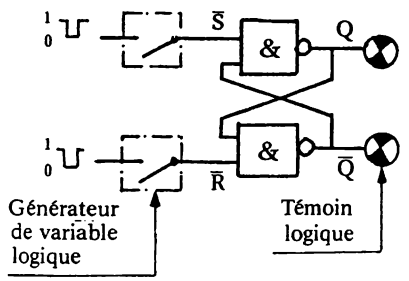


Fig. 1

$\overline{S}_n$	$\overline{R}_n$	Q_{n+1}	$\overline{Q}_{n+1}$	Commentaires
1	1	0	1	État initial prépositionné
0	1			
1	1			
1	0			
0	0			

Fig. 2

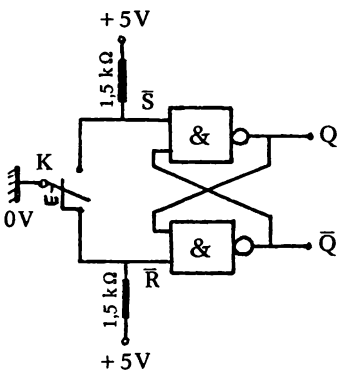


Fig. 3

Positions de l'inverseur	$\overline{R}$	$\overline{S}$	Q_{n+1}	Commentaires
repos	0	1		
décollage	1	1		
1er contact	1	0		
rebondissement	1	1		
2e contact	1	0		

Fig. 4

2. BASCULE SYNCHRONE RSH

2.1. Montage (fig. 5)

À réaliser sur le pupitre d'essais.

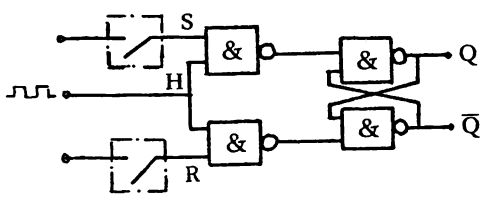


Fig. 5

2.2. Table de transition (fig. 6)

Figure 6 à compléter.

Pour H = 0, placer la bascule dans l'état de repos Q = 0. Comment évolue la sortie Q lorsque R et S prennent les différentes valeurs possibles. Expliquez brièvement votre conclusion.

Pour H = 1, placer la bascule dans l'état initial S = 0, R = 1, Q = 0 et H = 0. Remplir la table de transition pour les fronts $_0\Gamma^1$ $^1\lrcorner_0$. Indiquer brièvement le mode de fonctionnement de la RSH à partir de l'étude précédente. Quel est le rôle de l'entrée H ? L'état indéterminé de la RS est-il supprimé ?

H	S	R	Q_{n+1}	$\overline{Q}_{n+1}$
0	0	1	0	1
$_0\Gamma^1$	0	1		
1	0	1		
$^1\lrcorner_0$	0	1		
0	1	0		
Γ	1	0		
1	1	0		
$\lrcorner$	1	0		
0	0	0		
Γ	0	0		
1	0	0		
$\lrcorner$	0	0		
0	0	0		
Γ	1	1		

Fig. 6

3. BASCULE D

3.1. Bascule D - Latch (verrou)

Montage (fig. 7)

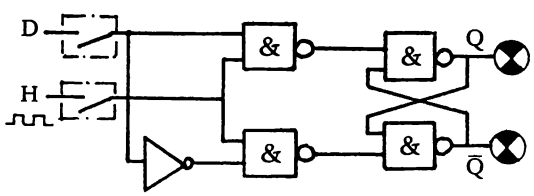


Fig. 7

La bascule D dérive de la RSH dans laquelle on ajoute entre R et S, un inverseur. L'entrée unique ainsi réalisée est notée D (data). Comment peut-on, en pratique, réaliser l'inverseur ?

Table de transition (fig. 8)

Remplir le tableau à partir de l'étude expérimentale de la maquette d'essai. Décrire rapidement le mode de fonctionnement de la bascule D. L'état indéterminé des bascules précédentes existe-t-il encore ?

D	H	Q_{n+1}
0	0	0
1	0	
1	$_0\Gamma^1$	
1	1	
0	1	
0	$^1\lrcorner_0$	
0	0	
0	Γ	
0	1	
1	1	
1	$\lrcorner$	
1	0	
0	0	

Fig. 8

3.2. Bascule D - auto-bloquante

Montage (fig. 9a)

Avec le circuit intégré 7474 (TTL) ou 4013 (CMOS) sur la maquette d'essai.

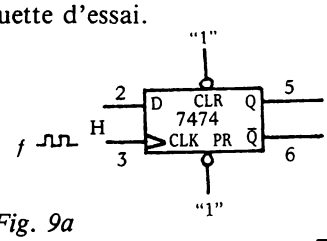


Fig. 9a

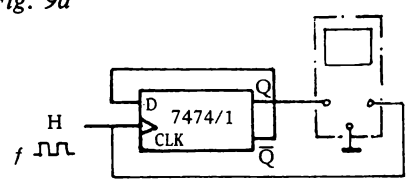


Fig. 9b

Table de transition

Reprendre la table de transition (fig. 8) et la compléter. Comparer le fonctionnement des 2 types de bascules D. A partir des essais effectués, compléter le chronogramme (fig. 10).

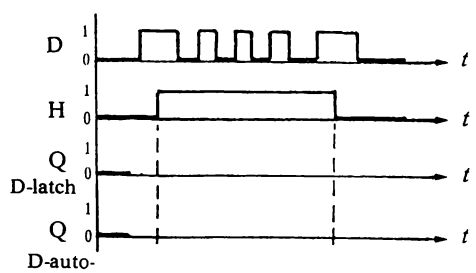


Fig. 10

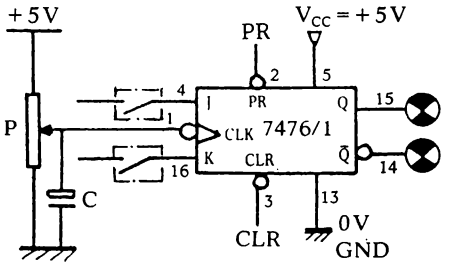
Emploi en diviseur par 2 (fig. 9b)

On transforme la D en T par la connexion externe $\overline{Q}$D. Relever les oscillogrammes de H et Q. Conclusion.

4. BASCULE MAITRE-ESCLAVE JK

4.1. Étude du déclenchement

Réaliser le montage (fig. 11).



7476-TTL. P = 1 kΩ
C = 47 µF
4027-CMOS. P = 100 kΩ
CLR (RAZ) et PR (MAU) actives au niveau bas L ("0")

Fig. 11

Placer la bascule dans l'état J = K = 1 et Q = 0 (action sur CLR ≡ RAZ si nécessaire), le potentiomètre P étant réglé au minimum tel que CLK (horloge) = 0. Déplacer lentement le curseur de P jusqu'en butée (maximum) et le ramener à 0. Observer l'état des sorties pendant cette manœuvre. Conclure.

Représenter le chronogramme de CLK et Q correspondant à cette étude.

4.2. Étude des entrées J et K

Réaliser le montage (fig. 12).

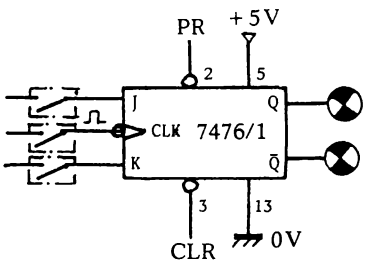


Fig. 12

Pour J = K = 1, agir sur CLK et observer les modifications éventuelles en sortie.

Pour J = K = 0, placer au préalable la bascule dans l'état Q = 0 puis agir sur CLK ($_0\mathcal{J}^1$ et $^1\mathcal{L}_0$). Conclure. Placer ensuite la bascule dans l'état Q = 1 puis agir sur CLK ($_0\mathcal{J}^1$ et $^1\mathcal{L}_0$). Conclure.

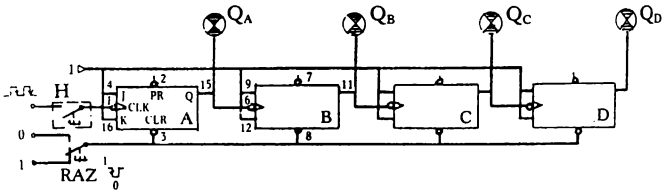
Pour J = 0 et K = 1, puis pour J = 1 et K = 0, recommencer suivant la procédure précédente.

Conclusions : établir le tableau d'analyse de fonctionnement de la JK.

5. APPLICATIONS DE LA BASCULE JK : LA FONCTION COMPTAGE

5.1. Compteur asynchrone

Réaliser le montage (fig. 13) du compteur binaire 4 bits, à 4 bascules JK montées en diviseur par 2. On utilisera 2 CI 7476.



- H poussoir "anti-rebonds"
- Alimentation 7476-TTL : + V_{CC} = 5 V. br 5
- V_{CC} = 0 V. br 13-GND

Fig. 13

Quel est le « modulo » de ce compteur ? Après une RAZ préalable, dresser le tableau de l'état des sorties Q_A... Q_D en fonction du nombre d'impulsions d'horloge H. Au bout de combien d'impulsions le compteur a-t-il recyclé ? Établir le chronogramme de ce compteur et définir le nombre binaire associé à chaque état. Justifier l'appellation de compteur asynchrone. Quel est son inconvénient ?

5.2. Compteur synchrone

Réaliser le montage (fig. 14) du compteur BCD synchrone à 4 bascules JK - 2 CI 7476.

Rappeler la table de vérité de la JK.

Analyser brièvement le fonctionnement du compteur avec les portes de la logique de commande associées. (1/2-7400 et 1/2-7402). On constitue une « décade », donc le compteur doit retomber à 0000 après l'état 9 (1001). Montrer que pour satisfaire cette condition, Q_B doit rester à 0 et $J_B = K_B = Q_A \cdot \overline{Q}_D$; $J_C = K_C = Q_A \cdot Q_B$; Q_D doit être forcée à 0 en faisant $K_D = Q_A$ et $J_D = Q_A Q_B \cdot Q_C$.

Vérifier expérimentalement.

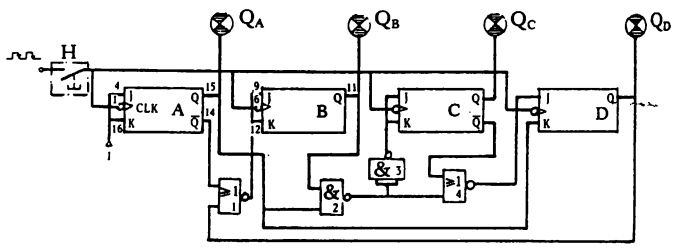


Fig. 14

MESURE N° 5

Les registres

1. GÉNÉRALITÉS

1.1. Définition

Un registre est un assemblage de cellules mémoire ou bascules capable de conserver une information binaire (stoekage d'un mot de *n* bits dans *n* bascules). Ils sont très utilisés dans la technologie des systèmes à microprocesseurs (μP).

1.2. Classification

On distinguera 2 catégories de registres ou « mémoires » suivant la technologie des bascules employées dans leur conception :

— **Les registres statiques** où l'information est conservée tant que la tension d'alimentation est maintenue (bascules D, RS, JK...).

— **Les registres dynamiques** où l'information est « fugitive », donc doit être restaurée ou « rafraîchie » périodiquement pour être conservée (bascules à inverseurs CMOS et stockage sous forme de charges des « capacités » parasites des transistors CMOS). Donc nécessité de fréquence $f > 1$ kHz, et de circuits de « rafraîchissement » pour sauvegarder la « mémoire ». Mais ils permettent une densité d'intégration élevée, une consommation d'énergie et un encombrement réduits, une fréquence maximale plus élevée.

1.3. Structure générale

On distingue, suivant l'organisation interne des registres : les registres à cellules-mémoire *non interconnectées* [*registres de stockage* à bascule D à signaux d'écriture (signal d'horloge) et de lecture (à commande par portes)]. Voir le TP1.

Les registres à décalage (Shift registers) dans lesquels la sortie d'une bascule est reliée à l'entrée de la suivante permettant le transfert de l'information d'entrée, à chaque top d'horloge. Voir les TP2 et 3.

1.4. Modes d'entrée et de sortie des informations : avec entrée et sortie série ou parallèle ou mixte série-parallèle.

Le chargement des informations en série se fait au rythme de l'horloge ; en parallèle il se fait au moment où l'horloge est inhibée (commande par NAND des entrées de forçage [PR ou CLR]).

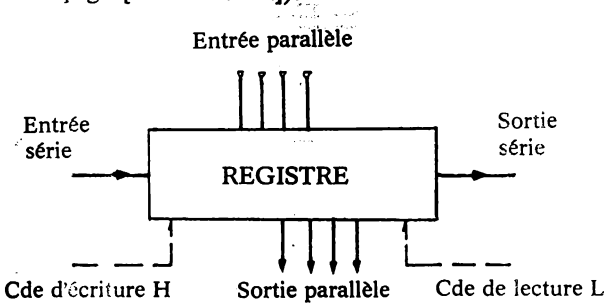


Fig. 1

1.5. Types de décalage : à droite, à gauche. On peut avoir un décalage de l'information vers la droite (shift right) ou vers la gauche (shift left) dans les registres. On remarquera (fig. 2) que le décalage à droite revient à diviser par 2, et le décalage à gauche à multiplier par 2. Exemple : (fig. 2).

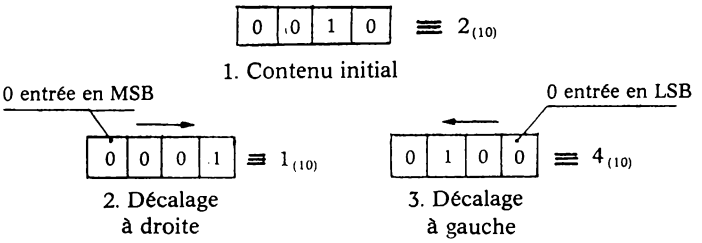


Fig. 2

Dans la pratique, on utilise des registres dits « universels », réversibles, à décalage à droite ou à gauche, donc bidirectionnels. Le sens du décalage est commandé par une « logique combinatoire » d'entrées S_0 et S_1 notées « mode-control ». On rencontre des registres programmables ou à longueur variable suivant le nombre de bits que l'on veut emmagasiner, contrôlés par une logique de commande à portes.

Pour des utilisations spéciales, on a recours aux *« registres rebouclés » (registre à décalage fermé sur lui-même dont la sortie est reliée à l'entrée). On obtient ainsi un « compteur en anneau »* ou « compteur Johnson » (avec bouclage de la sortie $\overline{Q}$ de la dernière bascule sur l'entrée de la première). Ces compteurs sont utilisés comme mémoires circulantes, diviseurs de fréquence, « chenillards », et pour la commande des moteurs pas à pas.

TRAVAUX PRATIQUES 1

Étude expérimentale de registres

Réaliser le **registre mémoire de stockage**, 4 bits à entrées et sorties parallèles constitué de 4 bascules D (2 double bascules 7474) (fig. 3).

Questions

1. Si une information d'un mot de 4 bits est appliquée à l'entrée (A, B, C, D), que se passe-t-il au premier coup d'horloge ?

2. À quelle condition les informations apparaissent-elles sur les sorties ?

3. Comment peut-on appeler les signaux de commande H et L ?

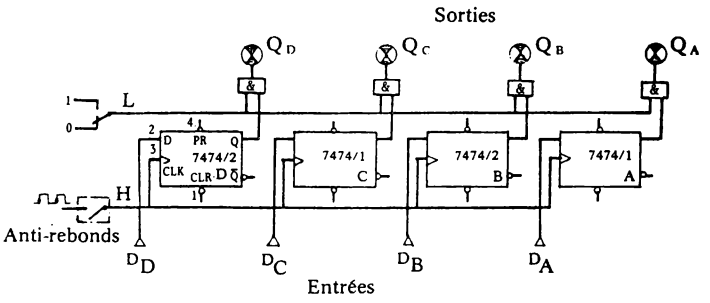


Fig. 3

4. Compléter le logigramme (fig. 3) pour assurer la RAZ du registre.

ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

On recherchera le brochage du circuit intégré - TTL « 7474 » double - bascule D - mesure 3 - TP5. On rappelle que les entrées de forçage PR et CLR sont actives sur le niveau bas « 0 » et prioritaires sur H (d'horloge) ; une entrée laissée en l'air équivaut au niveau haut « 1 ». L'alimentation du circuit intégré se fait par les broches 14 ($+V_{CC}$ = 5 V) et 7 ($-V_{CC}$ = 0 V - GND). La commande L se fait par un circuit intégré 7408-4ET (mesure 2 - TP2).

Mode opératoire : montage.

Écriture : pour H = 0, appliquer le « mot » binaire 4 bits aux entrées A, B, C, D. Pour H = 1, enregistrer ce nombre dans le registre « mémoire-tampon ».

Lecture : observer le contenu du registre sur l'afficheur à LED branché sur les sorties Q en commandant L à 0, à 1. Conclure.

TRAVAUX PRATIQUES 2

Réalisation du registre à décalage à droite

Réaliser le registre à décalage à droite par transformation du registre de stockage TP1. On alimentera l'entrée d'une bascule D par la sortie de la précédente. On adopte une entrée série e_s et une sortie série Q_s, mais les sorties Q_A, Q_B, Q_C, Q_D, seront visualisées pour établir la table de fonctionnement (fig. 5) et compléter le chronogramme (fig. 6).

ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

Compléter le logigramme (fig. 4) avant de réaliser le montage d'essais.

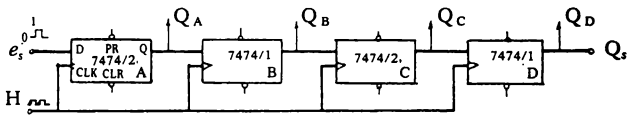


Fig. 4

MODE OPÉRATOIRE

Avec « 0 » à l'entrée e_s, vider le registre en agissant sur l'horloge H par la commande anti-rebonds.

Avec « 1 » à e_s, observer Q_A = 1 au 1er coup H ⎍, puis avec « 0 » à e_s, observer que le « 1 » se décale vers la droite à chaque impulsion H ; à la 5e impulsion le registre est vidé et revient à l'état initial.

Table de vérité

n° impuls. H	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
0 ⎍	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	0	0	1	0
4	0	0	0	1
5	0	0	0	0

Fig. 5

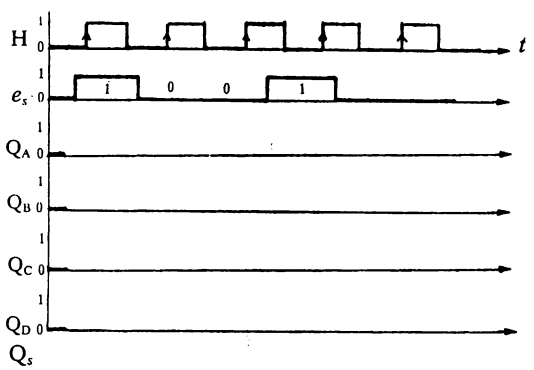


Fig. 6 Chronogramme

TRAVAUX PRATIQUES 3

Étude du registre à décalage

Étudier expérimentalement le registre à décalage entrée série et sorties série ou parallèles, onstitué de 2 circuits intégrés - 7476 soit 4 bascules JK (voir mesure 3 - TP6)

TRAVAIL À EFFECTUER

Compléter le chronogramme (fig. 7) en prévoyant la RAZ du registre.

Indications

1. (J, K) = (1, 0) ou (0, 1) du fait de l'inverseur.

2. Au coup H ⎍, Q_A = 1 pour JK = (1, 0) et Q_A = 0 pour (0, 1) → J_B = 1 (ou J_B = 0) et l'information passe de e_A à e_B, puis au coup H suivant à e_C... Il y a décalage à droite de l'information à chaque coup d'horloge.

3. On utilise 2 lignes de la table de vérité de la JK que l'on retrouve dans les tables de vérité de la RS ou de la D que l'on peut donc aussi utiliser.

Questions

1. Quelles sont les combinaisons binaires possibles sur l'entrée de la bascule A ?

2. En utilisant la table de vérité d'une bascule JK, montrer qu'il y a effectivement décalage à chaque coup d'horloge. Quel est son sens ?

3. Combien de lignes de la table de vérité a-t-on utilisées ? Ces lignes se retrouvent-elles dans les tables de vérité d'autres bascules ? Lesquelles ?

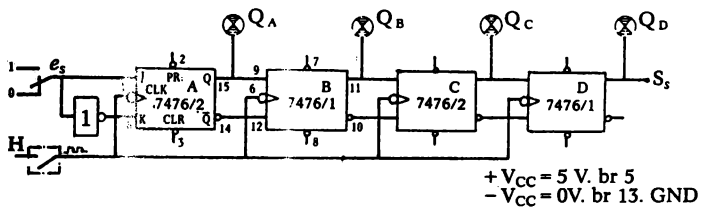


Fig. 7

TRAVAUX PRATIQUES 4

Étude du registre réversible bidirectionnel à décalage à droite et à gauche en circuit intégré 7495

4 BITS ENREGISTREMENT SÉRIE OU PARALLÈLE. LE BROCHAGE DU CI-7495 EST DONNÉ (fig. 8)

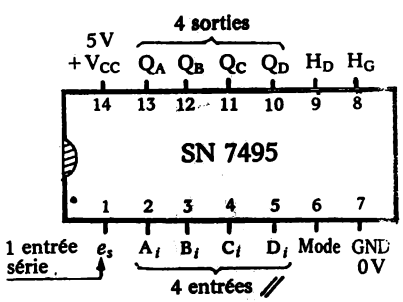


Fig. 8

Brochage

5 entrées : mots de 4 bits - 1 e_s et 4 e //
4 sorties : mots de 4 bits
2 entrées d'horloge : H_D ou CLK-R (Right) ⎍ de décalage à droite et HG ou CLK-L (Left) ⎍ de décalage à gauche
1 entrée mode : SHIFT/$\overline{\text{LOAD}}$ décalage registre et chargement.

TRAVAIL À EFFECTUER

1. MONTAGE du circuit intégré/plaquette d'essais.

2. MODE OPÉRATOIRE

2.1. Décalage à droite - enregistrement série

Tableau de fonctionnement pour la séquence sur e_s (1011) avec mode (6) = 0.

⎍ sur H_D, mode = 0

n° impuls.	e_S	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
1	1	1	0	0	0
2	0	0	1	0	0
3	1	1	0	1	0
4	1	1	1	0	1

Conclure : à chaque coup d'horloge/H_D les données d'entrée se décalent vers la droite.

2.2. Décalage à droite - enregistrement parallèle

Avec mode = 1 et entrée série e_S = 0, charger sur les entrées parallèles A_i... D_i l'état « 1010 » ; appliquer ⎍ sur H_G, les données sont transférées en sorties Q_A... Q_D.

Avec mode = 0, appliquer ⎍ sur H_D, observer le décalage.

2.3. Décalage à gauche

Réaliser les connexions externes $Q_{D(10)}$ à $C_{i(4)}$; $Q_{C(11)}$ à $B_{i(3)}$; $Q_{B(12)}$ à $A_{i(2)}$ et entrer les données en série par $D_{i(5)}$; en mode = 1, faire D_i = 1, 1er top sur $H_{G(8)}$, Q_D = 1 ; D_i = 1, 2e top sur H_G transfert Q_C = 1 et Q_D = 1 ; D_i = 0, 3e top sur H_G, décalage ; D_i = 1, 4e top sur H_G, décalage. Conclure. Établir le tableau de fonctionnement de cette séquence.

TRAVAUX PRATIQUES 5

Le compteur en anneau « Johnson »

1. DÉFINITION

Le compteur en anneau est un registre à décalage « bouclé » sur lui-même, c'est-à-dire dont la sortie est reliée à l'entrée. C'est le principe du « chenillard ».

Exemple : pour réaliser une décade, il faudra 10 bascules si on referme la sortie de la 10e à l'entrée de la 1re. Mais si on réalimente l'entrée du registre par la sortie complémentée $\overline{Q}_n$ au lieu de la sortie Q_n de la n^e bascule, on obtient un *compteur « Johnson »*. Dans ce cas, pour réaliser une décade 5 bascules suffisent. On double ainsi le cycle de comptage du compteur en anneau, mais le décodage est plus complexe.

2. RÉALISATION DU COMPTEUR JOHNSON MODULO 8

On utilise 4 bascules D soit 2 circuits intégrés - SN 7474 (voir mesure 3 - TP5) (fig. 9). Un circuit de remise en phase est nécessaire, afin d'obtenir une configuration conforme à la table de fonctionnement. La remise en phase s'effectue ici par l'opérateur NAND. Analyser le fonctionnement du compteur. Essai en appliquant les impulsions d'horloge. Établir la table de fonctionnement pour une séquence de 8 impulsions.

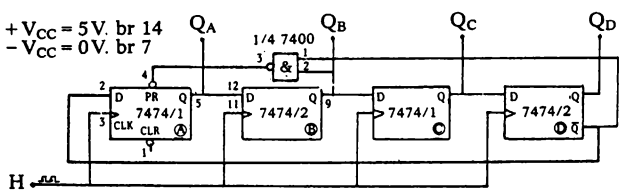


Fig. 9

Commentaire

Quand Ⓓ contient un 0 et Ⓑ un 1, le NAND force Ⓐ à 1 et cela jusqu'à ce que le registre soit rempli de 1. Alors le NAND délivre un 1 inactif sur PR et Ⓐ fonctionne normalement.

n° H ⎍	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	1	1	0	0
3	1	1	1	0
4	1	1	1	1
5	0	1	1	1
6	0	0	1	1
7	0	0	0	1
8	0	0	0	0

3. RÉALISATION D'UN « CHENILLARD » 8 LAMPES

(ou LED) suivant le cycle d'allumage indiqué ci-dessous. Déterminer le choix du compteur et le mode de décodage des lampes L_1... L_8. Établir le logigramme complet du chenillard. Montage et essais. On utilisera des bascules D-7474 et la visualisation se fera par un dispositif à LED.

Indications

Logigramme du chenillard

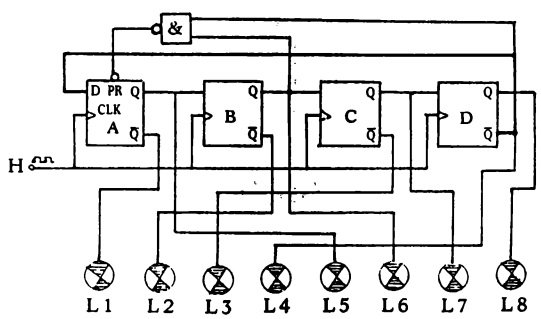


Fig. 10

n° phase	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6	L_7	L_8
1	1	1	1	1	0	0	0	0
2	0	1	1	1	1	0	0	0
3	0	0	1	1	1	1	0	0
4	0	0	0	1	1	1	1	0
5	0	0	0	0	1	1	1	1
6	1	0	0	0	0	1	1	1
7	1	1	0	0	0	0	1	1
8	1	1	1	0	0	0	0	1

1 allumée - 0 éteinte

Commentaires

On reconnaît facilement sur le tableau du cycle d'allumage la table de vérité du compteur Johnson modulo 8 du § 2 (pour L_5, L_6, L_7, L_8...). Le décodage est direct avec :

$L_1 = \overline{A}$	$L_2 = \overline{B}$	$L_3 = \overline{C}$	$L_4 = \overline{D}$
$L_5 = A$	$L_6 = B$	$L_7 = C$	$L_8 = D$

MESURE N° 6

Les oscillateurs et transformateurs de signaux

I. LES SYSTÈMES ASTABLES

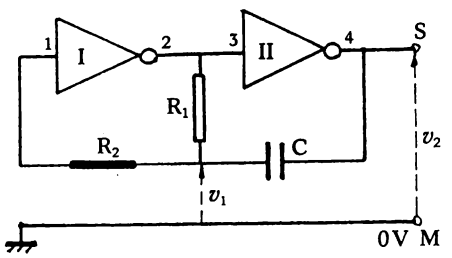
TRAVAUX PRATIQUES 1

Étude du multivibrateur

On expérimente le montage (fig. 1) qui est un multivibrateur « astable » générateur de signaux rectangulaires (ou créneaux). C'est un oscillateur « libre » utilisé comme horloge (fournissant les signaux de synchronisation des bascules, compteurs, registres...), ou comme synthétiseur en musique électronique (pour la richesse des signaux en harmoniques), clignotant...

Le montage est réalisé à partir du circuit intégré CMOS - CD 4069 à 6 inverseurs logiques étudié dans la mesure 2 - sujet 2. Dans un inverseur CMOS la tension de basculement $v_{eb} \simeq \frac{V_{DD}}{2}$ (V_{DD} est la tension d'alimentation), et le courant d'entrée est pratiquement nul.

$R_1 = 10\ k\Omega$; $R_2 = 1\ M\Omega$; $C = 4{,}7\ nF$



V_{DD} = 5 V ; V_{SS} = 0 V ; CI - 1/2 - 4069
(br 14) (br 7)

Fig. 1

Remarque

Avec des circuits TTL (inv 7404, NAND 7400, NOR 7402), on prendra R_1 limitée de 390 Ω (STANDARD) à 2,2 kΩ (LS) et C de 0,1 µF à 470 µF (tantal).

R_2 permet de rendre la fréquence indépendante de V_{DD}.

Préférer l'emploi des circuits CMOS (4069 INV, 4011 NAND, 4001 NOR) à $Z_{entrée}$ élevée permettant R_1 de 10 kΩ à 1 MΩ et C plus faible de 1 nF à 0,1 µF.

TRAVAIL À EFFECTUER

1. Relever les oscillogrammes v_1 (*t*) et v_2 (*t*) et les interpréter.

2. Mesurer la période T de v_2 (*t*). Comparer à la valeur théorique $T = 2\ R_1\ C\ ln\ 3 \simeq 2{,}2\ R_1\ C$; mesurer le temps de montée de v_2.

3. Effectuer le montage de l'oscillateur à rapport cyclique variable (fig. 2) et relever v_2 (*t*) pour un rapport cyclique $\alpha = 0{,}7$. Interpréter le fonctionnement.

Montrer que le potentiomètre P permet de faire varier le rapport cyclique α de v_2 (*t*). Entre quelles valeurs extrêmes peut-on faire varier α dans le montage proposé (fig. 2) ?

Relever v_3 (*t*) et justifier son allure.

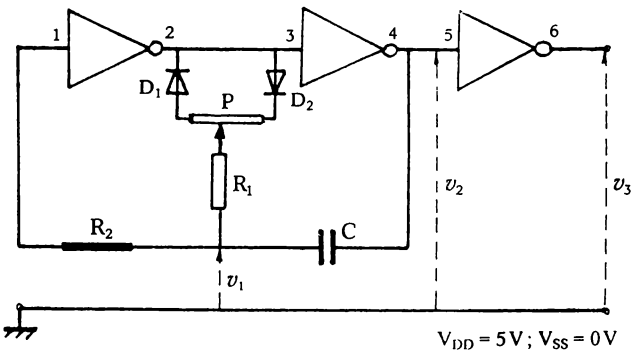


Fig. 2

V_{DD} = 5 V ; V_{SS} = 0 V
$D_1 = D_2$ = 1 N 4148
P = 10 kΩ
R_1 = 1 kΩ
R_2 = 1 MΩ
C = 4,7 nF

Indications

ÉTUDE THÉORIQUE

On suppose au départ que les variables logiques en (1), (2), (4) (fig. 1) sont à 0, 1, 0 et que le condensateur C est chargé initialement à $-\frac{V_{DD}}{2}$. On peut représenter chaque inverseur par son schéma équivalent (fig. 3*a*).

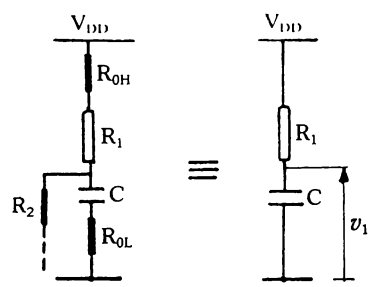


Fig. 3a

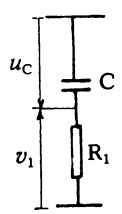


Fig. 3b

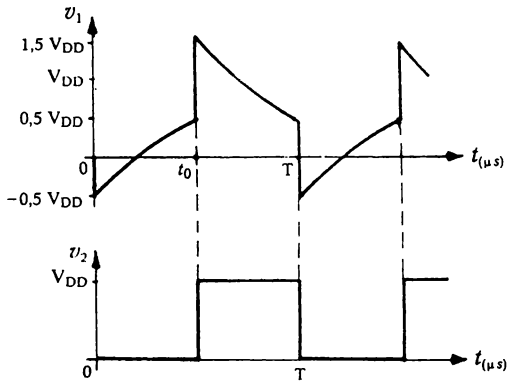


Fig. 3c

Les valeurs des résistances de sortie de l'inverseur R_{0H} (0 ≡ OUT) et R_{0L} sont négligeables devant R_1 ; le circuit de protection d'entrée de l'inverseur avec diodes fait intervenir R_2 mais R_2 est élevée, donc on ne tiendra pas compte de ce circuit.

La tension v_1 aux bornes de C évolue exponentiellement telle que $v_1 = ke^{-\frac{t}{\tau}} + V_{DD}$ avec $\tau = R_1 C$; avec les conditions initiales, on a $v_1 = V_{DD}\left(1 - \frac{3}{2}e^{\frac{-t}{\tau}}\right)$.

L'inverseur ① bascule quand $v_1 = v_{eb} \simeq \frac{V_{DD}}{2}$ soit $t_0 = \tau \, ln \, 3 \simeq 1{,}1 \, R_1 C$.

Les nouvelles variables logiques en (1), (2), (4) sont maintenant à 1, 0, 1.

Avec les mêmes hypothèses, on aura à $t = t_0$:

$u_C = v_1 \simeq \frac{V_{DD}}{2}$ (fig. 3*b*) soit $v_1\,(t_{0+}) = \frac{3}{2} V_{DD}$

et $v_1 = \frac{3}{2} V_{DD} \cdot e^{-\frac{t'}{\tau}}$. Le basculement se produira à nouveau lorsque $v_1 \simeq \frac{V_{DD}}{2}$. On déduira les courbes de $v_1\,(t)$ et $v_2\,(t)$ (fig. 3*c*). La période des oscillations de v_2 est $T = 2t_0 = 2\tau \, ln \, 3 \simeq 2{,}2\,\tau$; soit par le calcul :

$\tau = R_1 C = 10^4 \times 4{,}7 \times 10^{-9} = 4{,}7 \times 10^{-5}$ s

et $T \simeq 2{,}2 \times 4{,}7 \times 10^{-5} \simeq 10{,}3 \times 10^{-5}$ s $\simeq 103$ µs

$$\text{soit } f = \frac{1}{T} \simeq 10 \text{ kHz}$$

Dans le montage à rapport cyclique variable, la charge de C se fait par D_1 et la décharge par D_2. On obtient un rapport cyclique $\alpha = \frac{\theta}{T} \in [0{,}1\,;\,0{,}9]$.

OSCILLOGRAMMES

Oscillateur (fig. 4) : on relève T ≃ 110 µs, compatible avec le résultat théorique T ≃ 103 µs, compte tenu de la tolérance des composants ; le seuil de basculement est $v_{eb} \simeq 2{,}3$ V au lieu de 2,5 V théorique. On a mesuré en échelle des temps dilatée (« loupe ») un temps de montée de v_2, $t_m \simeq 1{,}3$ µs. Mais celui-ci dépend aussi de la capacité d'entrée de l'oscilloscope, non négligeable ($C_e \simeq 45$ pF).

Oscillateur à rapport cyclique variable (fig. 5) : on trouve T ≃ 120 µs (puisque le calcul doit se faire sur 11 kΩ et non plus sur 10 kΩ ⇒ T ≃ 114 µs) et pour $\alpha = 0{,}7 \Rightarrow \theta \simeq 84$ µs réglé par P.

oscillogrammes

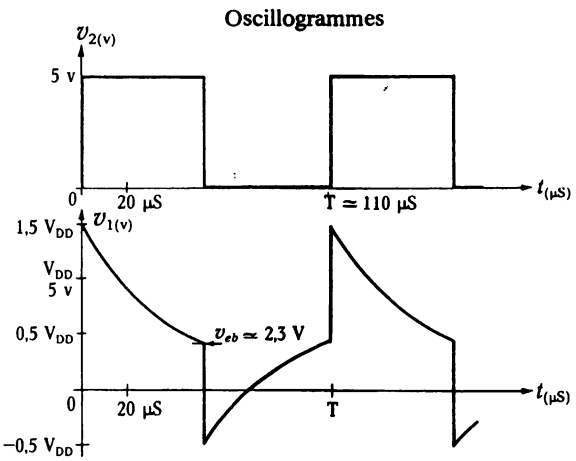


Fig. 4

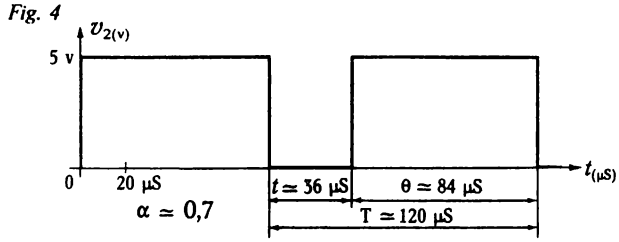


Fig. 5

TRAVAUX PRATIQUES 2

L'oscillateur astable à trigger de Schmitt

C'est le montage le plus simple (fig. 6) utilisant une bascule (trigger inverseur) CMOS 40106 B (6 inv) ou 4093 (4 NAND - trigger) dont les brochages sont donnés (fig. 4) mesure 6 - TP3 ci-après.

On rappelle que le trigger de Schmitt est une porte logique commutant pour 2 seuils distincts de tension V_{T-} et V_{T+} et présentant une caractéristique de transfert à cycle d'hystérésis (fig. 7). Dans le montage proposé (fig. 6), on utilise la charge et la décharge du condensateur C à travers le résistor R.

TRAVAIL À EFFECTUER

1. PRÉPARATION

Analyser et expliquer brièvement le fonctionnement du dispositif multivibrateur.

Donner l'allure des oscillogrammes prévus de $v_e\,(t)$ et $v_S\,(t)$ en supposant qu'à $t = 0$, v_S est au niveau 1, soit à V_{DD} (donc charge de C par R jusqu'au seuil V_{T+}) puis v_S au niveau 0 (et décharge de C par R jusqu'au seuil V_{T-})...

Exprimer les temps de charge et de décharge de C (respectivement t_H et t_L), la période T du signal rectangulaire de sortie. On utilisera la relation :

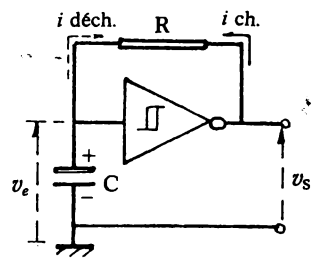
$$t = \tau \, ln \, \frac{\text{variation totale de tension}}{\text{variation restante}}$$

Montrer que la période T du signal dépend de $\tau = RC$ (constante de temps) et de l'hystérésis du trigger, c'est-à-dire des seuils de basculements V_{T+} et V_{T-}.

2. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

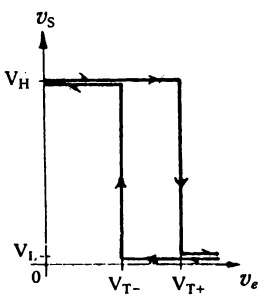
Réaliser le montage sur plaquette d'essais.

Relever les oscillogrammes de v_e (t) et v_S (t) en double-trace et déduire T. Comparer aux résultats prévus dans la préparation.



Composants — *Fig. 6*

R = 100 kΩ
C = 10 nF
trigger-inv.
1/6-CD 40106 B-CMOS
Alimentation V_{DD} = 10 V



CD 40106 CMOS

V_{DD} = 10 V
V_{T+} = 5,8 V
V_{T-} = 4,5 V
v_h = 1,3 V

Fig. 7

Indications

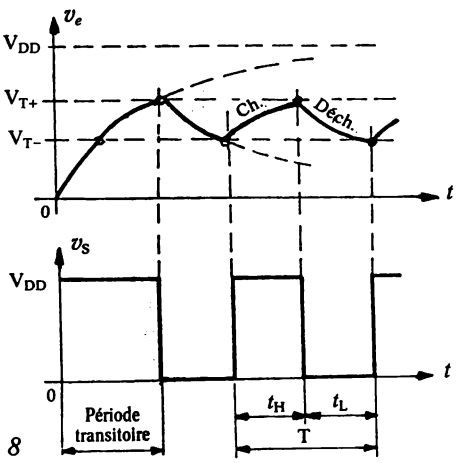


Fig. 8

Fonctionnement

À la charge v_e tend exponentiellement vers $V_{DD} \simeq v_S$ jusqu'au seuil V_{T+} où la sortie bascule à 0 ; on a :

$$t_H = \tau \, ln \frac{V_{DD} - V_{T-}}{V_{DD} - V_{T+}}$$

avec variation totale = $V_{DD} - V_{T-}$ et variation restante = $V_{DD} - V_{T+}$.

À la décharge v_e tend vers 0 jusqu'au seuil V_{T-} où la sortie bascule à V_{DD}, et le cycle recommence ; on a

$$t_L = \tau \, ln \frac{V_{T+}}{V_{T-}}$$

puisque la variation totale = V_{T+} et la variation restante = V_{T-}. Soit donc la période :

$$T = RC \left(ln \frac{V_{DD} - V_{T-}}{V_{DD} - V_{T+}} + ln \frac{V_{T+}}{V_{T-}} \right) \cdot (1)$$

On conclut que T dépend de $\tau = RC$, de V_{DD}, V_{T+} et V_{T-}, c'est-à-dire du type de trigger. Pratiquement, le fabricant fournit les paramètres du circuit intégré et on remarque qu'en CMOS les seuils V_{T+} et V_{T-} sont symétriques par rapport à $\frac{V_{DD}}{2}$; donc il résulte que $t_H = t_L$ et la période $T \simeq 2\, t_L \simeq 2\, RC \, ln \frac{V_{T+}}{V_{T-}}$ · (2). Par le calcul on obtient :

(1) $T = 10^5 \times 10^{-8} \left(ln \frac{10 - 4{,}5}{10 - 5{,}8} + ln \frac{5{,}8}{4{,}5} \right)$

$T_{(1)} \simeq 520\ \mu s$

et (2) $T = 10^5 \times 10^{-8} \times ln \frac{5{,}8}{4{,}5}$ soit $T_{(2)} \simeq 510\ \mu s$

On tire la fréquence $f \simeq 2$ kHz. Dans le cas d'un trigger en TTL, les seuils V_{T+} et V_{T-} ne sont pas symétriques et on doit appliquer la relation de calcul de $T_{(1)}$. Avec le circuit intégré 7414-TTL, le rapport cyclique $\frac{t_H}{T} \simeq 20$ à 30 %. En TTL, on prendra $R \simeq 330\ \Omega$ et $C = 1$ nF à 1 000 µF pour $f \in [1\ Hz ; 500\ Hz]$.

AUTRES APPLICATIONS POSSIBLES DU TRIGGER DE SCHMITT

En plus de la fonction oscillateur, le « trigger » est souvent utilisé en interface pour la « mise en forme » des signaux analogiques en signaux numériques à fronts raides. Dans le paragraphe suivant, on envisagera cette application importante que l'on retrouve fréquemment dans les chaînes d'ensembles électroniques.

II. LES CIRCUITS DE « MISE EN FORME »

Dans les montages électroniques, les deux formes analogique et numérique coexistent. Il faut donc prévoir une « interface » de mise en forme des signaux analogiques fournis par un capteur (de grandeur physique : optique, thermique, magnétique...) en signaux numériques (en créneaux) appliqués aux circuits de traitement de l'information. Le dispositif le plus simple de mise en forme des signaux est le *trigger de Schmitt* (fig. 1).

C'est un dispositif à portes logiques (inverseur, NAND, NOR) à 2 seuils distincts de basculement v_{T+} et v_{T-} (T ≡ Tréshold) présentant une caractéristique de transfert $v_S = f(v_e)$ à *cycle d'hystérésis* (cyclogramme) suivant la figure 2.

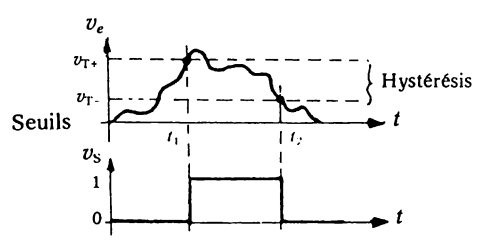


Fig. 1

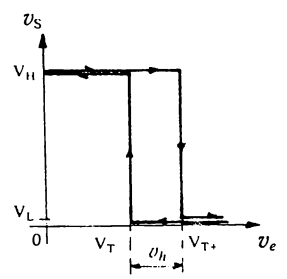
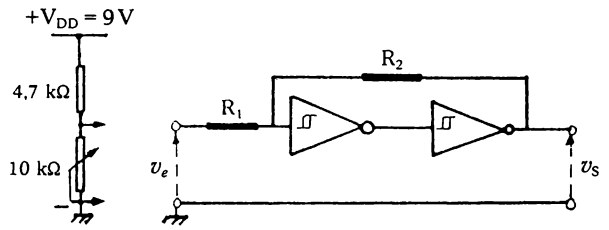


Fig. 2

TRAVAUX PRATIQUES 3

Étude du circuit de mise en forme à trigger de Schmitt

On réalise le circuit de mise en forme à trigger de Schmitt (fig. 3) constitué de 2 inverseurs bouclés par R_2. On pourra utiliser des inverseurs-trigger, ou des NAND-trigger de la famille *CMOS* afin que leur tension de basculement $v_{eb} \simeq \frac{V_{DD}}{2}$ (V_{DD} tension d'alimentation). Soient par exemple les circuits intégrés 40106 (ou 4584) - CMOS à 6 inverseurs ou 4093 - CMOS à 4 NAND-trigger (fig. 4). La famille CMOS permet une marge d'hystérésis plus large que la TTL ($v_h = V_{T+} - V_{T-}$).



En CMOS : R_1 = 220 à 390 kΩ
R_2 = 1 à 1,5 MΩ

En TTL : R_1 = 390 Ω à 470 Ω
R_2 = 2,2 à 4,7 kΩ
avec CI-7414-6 inv. trigger
ou 74132-4 NAND-trigger
v_h = 0,8 V ; V_{T+} = 1,6 V ; V_{T-} = 0,8 V
V_{CC} = 5 V ; V_H = 3,5 V ; V_L = 0,2 V

Fig. 3

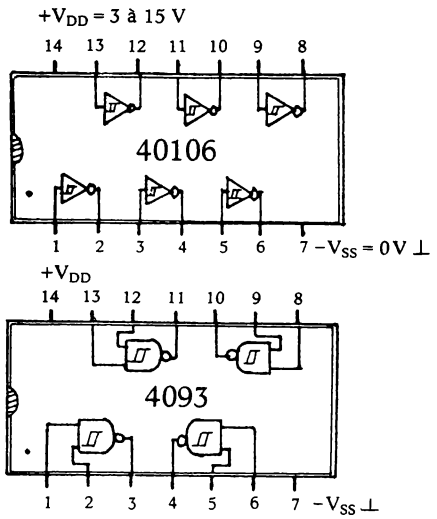


Fig. 4

val. typ. pour V_{DD} = 10 V

	4093	40106
V_h (V)	1	1,3
V_{T+} (V)	5,2	5,8
V_{T-} (V)	4,2	4,5

TRAVAIL À EFFECTUER

Montage sur plaquette d'essais.

Déterminer expérimentalement les seuils de basculement en attaquant l'entrée v_e par le diviseur de tension (fig. 3). Les niveaux logiques de sortie seront visualisés par le dispositif à LED ou par un voltmètre.

En prenant pour v_e un signal périodique sinusoïdal, puis triangulaire, fourni par un générateur de fonctions BF, relever les oscillogrammes de $v_e(t)$, $v_S(t)$ [oscilloscope en $Y_{(t)}$] puis la caractéristique de transfert $v_S = f(v_e)$ [oscilloscope en XY] suivant le montage (fig. 5). On prendra $f(v_e)$ = 1 kHz et $\hat{V}_e > \frac{V_{DD}}{2}$.

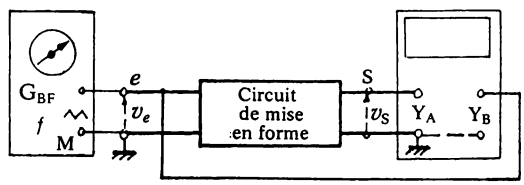


Fig. 5

Applications

Réaliser les montages à trigger ci-dessous.

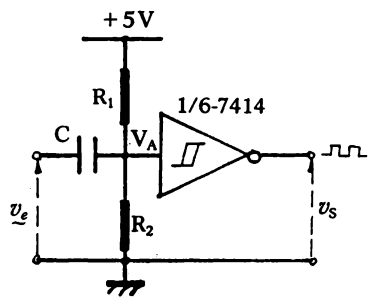


Fig. 6

Fig. 6 : C'est un circuit de *mise en forme* à entrée sinusoïdale et à sortie en créneaux. Par exemple une génératrice tachymétrique montée en bout d'arbre d'une machine rotative délivre une tension $v_e \sim$ de fréquence proportionnelle à la vitesse de rotation telle que $f = kn$ (k = constante en V/tr/min). En sortie du trigger, on obtient un train d'ondes rectangulaires dont la fréquence représente la vitesse angulaire instantanée de la (GT).

On choisira le pont diviseur (R_1, R_2) tel que :

$$V_A = \frac{V_{T+} + V_{T-}}{2}$$

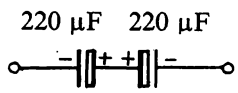
(avec un trigger - inverseur TTL 7414 on a : $V_{T+} \simeq 1{,}6$ V, $V_{T-} = 0{,}8$ V pour $V_{CC} = 5$ V). En prenant $R_2 = 470\ \Omega$, déduire R_1. On prendra C telle que :

$$Z_C = \frac{1}{C\omega} < R_1 \,//\, R_2$$

pour $n = 1\,500$ tr/min et $\omega = \frac{2\pi n}{60}$ (rad/s) déduire C afin que $Z_C \leq \frac{R_1 \,//\, R_2}{10}$.

Indications

$V_A = 1{,}2$ V ; $R_1 = 1{,}5$ kΩ ; $\omega = 314$ rad/s ; $f = 50$ Hz ∼ ; $R_1 \,//\, R_2 \simeq 360\ \Omega$; $Z_C \leq 36\ \Omega$ et $C \geq 88$ µF. Choisir $C \simeq 100$ µF non polarisé ⇒



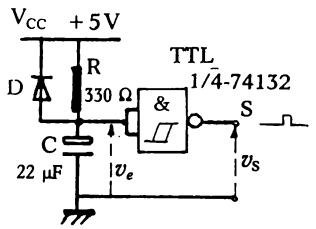


Fig. 7a

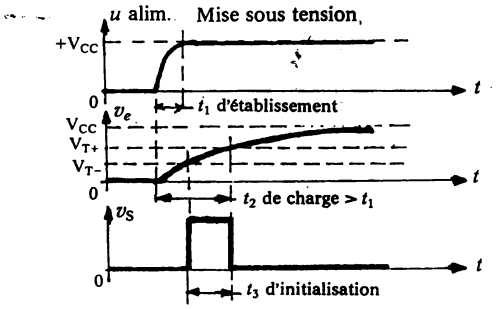


Fig. 7b

Circuit d'initialisation (fig. 7*a*) : Lors de la mise sous tension d'un système logique séquentiel, il peut prendre une position quelconque. Avec ce montage fournissant un signal bref, on initialise le système commandé (bascule, compteur, registre...) dans une position définie (0 logique par exemple). On utilisera un circuit intégré 7414 ou 74132. Interpréter les chronogrammes (*7b*).

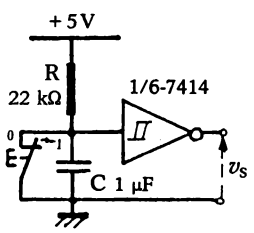


Fig. 8

Circuit anti-rebonds (fig. 8) : Expérimenter et relever les oscillogrammes de ces montages.

TRAVAUX PRATIQUES 4

Les systèmes monostables « temporisateurs »

Le « monostable » est un circuit qui génère un signal rectangulaire de durée réglable, commandé par un ordre de déclenchement (impulsion sur l'entrée). Pratiquement, c'est un dispositif à micro-structure (circuit intégré) possédant un état stable et un état instable ou pseudo-stable, transitif. Il revient à son état stable initial au bout d'un temps de délai (ou « temporisation ») réglable par la constante de temps $\tau = RC$ (fig. 1, 2, 3). Pour analyser son fonctionnement, on peut réaliser un monostable à l'aide de portes NAND, NOR, INVERSEUR.

1. MONOSTABLE À NAND

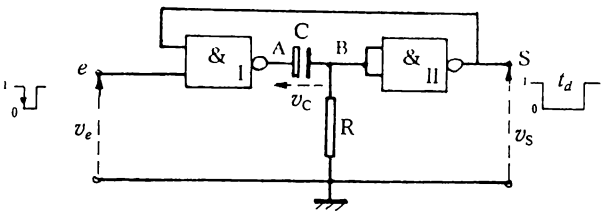


Fig. 1a

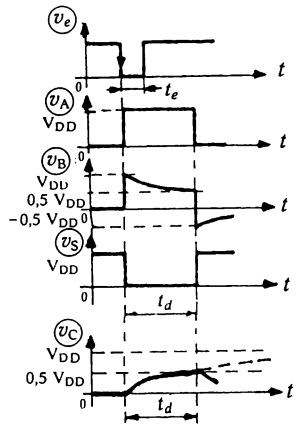


Fig. 1b

NAND - CMOS 4011 (fig. 1*a*)
R = 390 Ω en TTL-7400 à 100 kΩ en CMOS
C = 1 nF à 22 µF ; $\mathbb{V}_{DD}$ = 5 V

Pour des temps de temporisation importants, utiliser les opérateurs CMOS.

L'entrée est active sur le front descendant de l'impulsion de commande.

Avec R = 100 kΩ, C = 22 µF, calculer le temps $t_d \simeq 0{,}7\ \tau$ où $\tau = RC$.

Observer à l'oscilloscope $v_e\ (t)$, $v_A\ (t)$, $v_B\ (t)$, $v_S\ (t)$ et interpréter les oscillogrammes (fig. 1*b*). Expliquer brièvement comment le système évolue à partir de l'ordre de déclenchement v_e. On se rappellera que pour un « échelon » de tension le condensateur C transmet intégralement la variation de A à B. La pseudo-période ou temps de temporisation $t_d = RC\ ln \dfrac{\mathbb{V}_{DD} - 0}{\mathbb{V}_{DD} - 0{,}5\,\mathbb{V}_{DD}} = RC\ ln\ 2 \simeq 0{,}69\ RC$, on prend pratiquement $t_d \simeq 0{,}7\ \tau$; $\tau = RC$. Ici : $t_d \simeq 0{,}7 \times 10^5 \times 22 \times 10^{-6} \simeq 1{,}5$ s.

2. MONOSTABLE À NOR

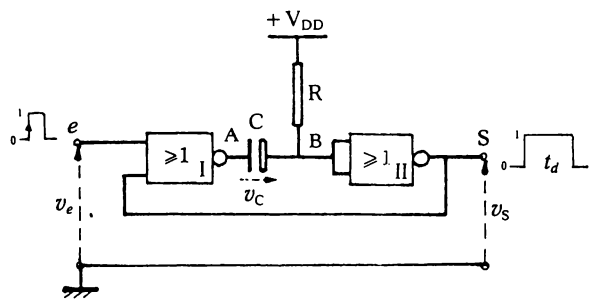


Fig. 2

NOR - CMOS - 4001 (fig. 2)

R = 100 kΩ ; C = 22 µF ; V_{DD} = 5 V

Comparer le montage à celui à NAND.

Effectuer le même travail qu'en 1.

Remarquer que dans ce cas l'entrée est active sur le front montant de l'impulsion de commande.

3. MONOSTABLE À INVERSEURS

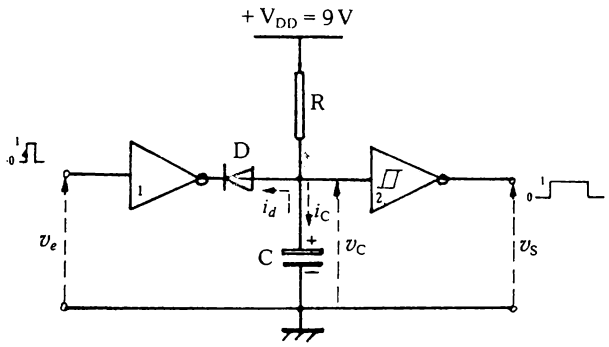


Fig. 3

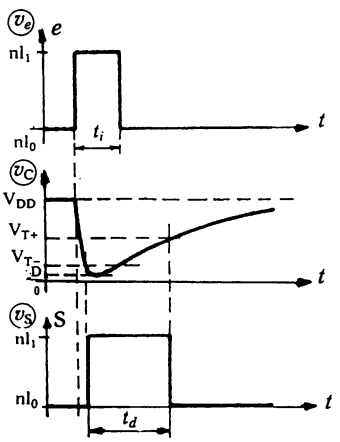


Fig. 4

Montage

Circuits intégrés IC_1 - 74C04 CMOS (6 inv); IC_2 - 40106 CMOS (6 inv - trigger) D = 1N4148; R = 100 kΩ; C = 10 nF/16 V (fig. 3).

Analyser le fonctionnement

Identifier les circuits de charge (RC) et de décharge (par la diode D) du condensateur. On interprétera les oscillogrammes (fig. 4). En négligeant le temps de décharge de C, calculer le temps t_d de temporisation pour V_{T+typ} = 5,8 V; V_D = 0,6 V. On appliquera la relation :

$$t_d \simeq \tau \, ln \frac{\text{variation totale de tension}}{\text{variation restante}} \text{ avec } \tau = RC.$$

Visualiser les oscillogrammes de v_e (*t*), v_c (*t*), v_S (*t*) et mesurer t_d.

Indications

$$\tau = RC = 100 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-9} = 10^{-3} \text{ s} = 1 \text{ ms}$$

$$t_d = \tau \, ln \frac{V_{DD} - V_D}{V_{DD} - V_{T+}} = 1 \times ln \frac{9 - 0{,}6}{9 - 5{,}8} \simeq 0{,}97 \text{ ms}$$

$\simeq$ 1 ms.

Remarque

Pour décharger le condensateur durant le temps $\frac{t_i}{10}$ le CI_1 doit pouvoir absorber le courant minimum

$$i_m = \frac{Q}{\frac{t_i}{10}} + \frac{V_{DD} - V_D}{R} = \frac{C \cdot V_{DD}}{\frac{t_i}{10}} + \frac{V_{DD} - V_D}{R}$$

soit : $i_m = \frac{10^{-8} \times 9}{10 \times 10^{-6}} + \frac{9 - 0{,}6}{10^5} \simeq 9$ mA

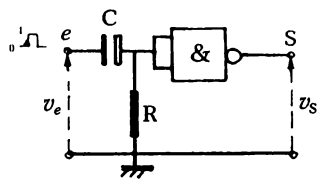
avec t_i = 100 µs < t_d par exemple.

Autres montages monostables

Monostable à 1 seul NAND (fig. 5).

Avec 2 monostables (fig. 6) dont la sortie du 2e est réinjectée sur l'entrée du 1er, on réalise un oscillateur astable. Si $C_1 = C_2$ = 47 µF, le signal est symétrique en sortie; si C_1 = 4,7 µF et C_2 = 47 µF, le signal devient asymétrique.

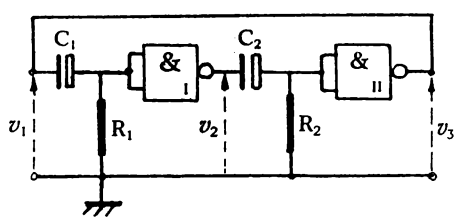
Réaliser les montages sur plaquette d'essais et relever les oscillogrammes.



NAND-4011-CMOS

R = 3,3 kΩ
C = 47 µF/16 V
V_{DD} = 5 V

Fig. 5



$R_1 = R_2$ = 3,3 kΩ
$C_1 = C_2$ = 4,7 µF
puis
C_1 = 4,7 µF
et C_2 = 47 µF

Fig. 6

4. DISPOSITIFS À CIRCUITS INTÉGRÉS SPÉCIFIQUES

Pour les réalisations pratiques, on a recours à des circuits intégrés conçus spécialement pour la fonction désirée. L'essentiel est d'interpréter correctement la documentation constructeur pour la meilleure utilisation.

Exemple : *la série 74121 - 74122 - 74123* des multivibrateurs monostables.

MESURE N° 7

Compléments - Les circuits de transfert d'informations

I. LES MULTIPLEXEURS ET DÉMULTIPLEXEURS

DÉFINITIONS

Dans les systèmes numériques, en logique électronique, le transfert d'informations binaires se fait sur une seule ligne de transmission (ou « bus » ≡ transport en commun) et à l'arrivée on « aiguille » ces informations sur plusieurs lignes, suivant le synoptique (fig. 1).

On remarquera l'analogie avec les systèmes d'aiguillage des voies de chemins de fer, suivant un horaire synchronisant le trafic ferroviaire. En électronique, on retrouve le dispositif de transfert d'informations résumé en figure 2. Ses applications sont courantes en télécommunications (téléphonie, télégraphie...), en métrologie (instruments de mesures... fréquencemètre, affichage numérique...).

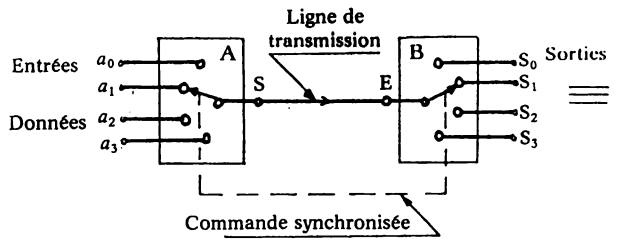


Fig. 1

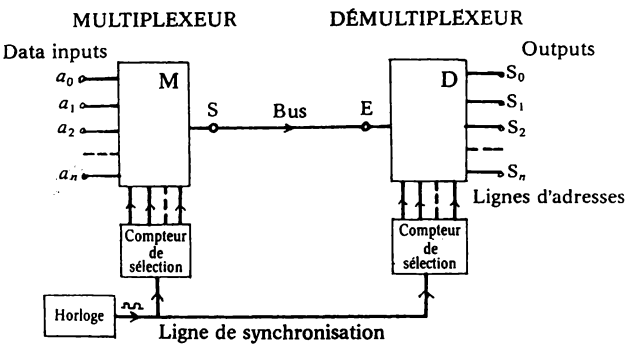


Fig. 2

Les commutateurs A et B (fig. 1) sont remplacés par des circuits combinatoires multiplexeur et démultiplexeur. Chaque entrée et sortie sont repérées par une adresse (ou information d'échantillonnage) donnée par le compteur binaire de sélection : une entrée a_n a accès à la sortie S_n lorsque son adresse codée binaire est présente sur les fils d'adresse. La synchronisation doit-être parfaite entre les 2 compteurs de sélection ; elle est assurée par une horloge.

Pour un multiplexeur à N données d'entrées (data inputs), il faut n entrées d'adresses telles que $N = 2^n$; par exemple, pour un multiplexeur de 4 voies (entrée) à 1 voie (sortie), on a N = 4 et il faut 2 fils d'adresses (puisque N = 4 et $4 = 2^2 \Rightarrow n = 2$). Et de même, pour un démultiplexeur de 1 voie vers 4 voies, on aura 2 entrées d'adresse.

Dans un multiplexeur, on associe les 2 fonctions « aiguillage » et « décodeur binaire d'adresse ». Il nécessite un compteur dont le modulo est au moins égal au nombre de voies à multiplexer.

On trouve des circuits intégrés spécifiques multiplexeur et démultiplexeur. Ils possèdent en plus des entrées de validation E (« Enable » ≡ rendre capable de...) ou S (« Strobe » ≡ échantillonnage).

TRAVAUX PRATIQUES 1

Multiplexeurs et démultiplexeurs en circuits intégrés

Interpréter et faire les essais-tests de multiplexeurs (MUX) et démultiplexeurs (DMUX) à partir de la documentation du fabricant.

Déduire leurs tables de fonctionnement et vérifier la concordance avec celle donnée dans la fiche documentaire.

On pourra par exemple étudier les couples : MUX - 74151 et DMUX - 74138 (fig. 3) en TTL ou HC.MOS.

Sélecteur-multiplexeur 8 vers 1

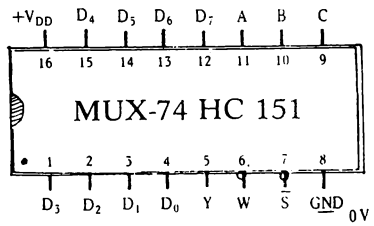


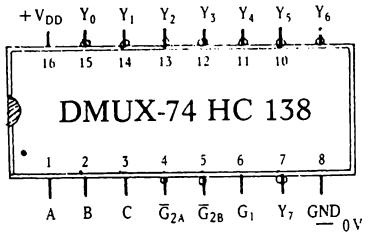
Fig. 3

D_0... D_7 entrées (data inputs)
Y et W sorties (outputs) W = $\overline{Y}$
$\overline{S}$ entrée de validation (STROB ou ENABLE) active au niveau 0.
A, B, C 3 bits d'adresse (8 = 2^3 combinaisons)
8 vers 1 signifie 8 entrées (voies) et 1 sortie.

Table de fonctions

Inputs				Outputs	
Sélection			Strobe $\overline{S}$	Y	W
C	B	A			
X	X	X	1	0	1
0	0	0	0	D_0	$\overline{D_0}$
0	0	1	0	D_1	$\overline{D_1}$
0	1	0	0	D_2	$\overline{D_2}$
0	1	1	0	D_3	$\overline{D_3}$
1	0	0	0	D_4	$\overline{D_4}$
1	0	1	0	D_5	$\overline{D_5}$
1	1	0	0	D_6	$\overline{D_6}$
1	1	1	0	D_7	$\overline{D_7}$

Décodeur-démultiplexeur 1 parmi 8



G_1 entrée d'information à aiguiller
$\overline{G}_{2A}$, $\overline{G}_{2B}$ entrées de sélection-validation (Enable) actives au niveau 0.
A, B, C adresse 3 bits de sélection
Y_0... Y_7 sorties (outputs)
1 parmi 8 signifie 1 entrée et 8 sorties

Table de fonctions

Inputs					Outputs							
Enable		Sélection										
G_1	$\overline{G}_2^*$	C	B	A	Y_0	Y_1	Y_2	Y_3	Y_4	Y_5	Y_6	Y_7
X	1	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1
0	X	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	0	**0**	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	**0**	1	1	1	1	1	1
1	0	0	1	0	1	1	**0**	1	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1	1	1	**0**	1	1	1	1
1	0	1	0	0	1	1	1	1	**0**	1	1	1
1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	**0**	1	1
1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	**0**	1
1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	**0**

$\overline{G}_2^* = \overline{G}_{2A} + \overline{G}_{2B}$

Suivant les disponibilités en composants intégrés du laboratoire, on peut essayer les couples (MUX ; DMUX) = (74HC153 ; 74HC139) en double MUX 4 vers 1, et double DMUX 1 parmi 4.
= (74HC150; 74HC154) en MUX 16 vers 1 et DMUX 1 parmi 16.

TRAVAUX PRATIQUES 2

Le multiplexeur-démultiplexeur CD4051 et son utilisation pour l'observation simultanée de potentiels différents à l'oscilloscope

Le CD-4051 est un multiplexeur-démultiplexeur analogique 8 voies-1 voie (bidirectionnel) (fig. 4). Les signaux traités peuvent être analogiques ∩ (± 15 V crête à crête) ou numérique (# 3 à 15 V); la résistance de sortie $R_{ON} \simeq 100\ \Omega$ et $R_{OFF} \simeq 1\ M\Omega$

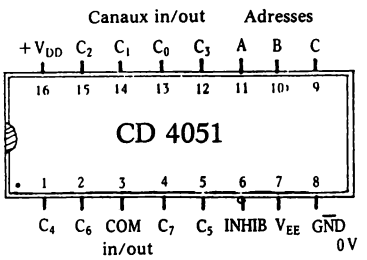


Fig. 4

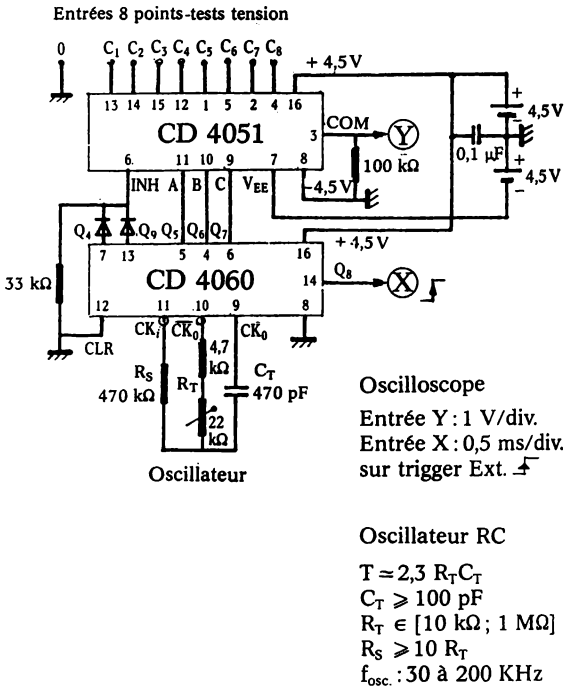


Fig. 5

On visualise huit potentiels différents sur l'écran de l'oscilloscope, simultanément. On utilise un compteur binaire avec oscillateur intégré CD4060 qui commande les adresses du multiplexeur CD4051 à 8 canaux d'entrées C_1 à C_8 de points-tests et une sortie commune reliée à la sonde Y d'entrée verticale de l'oscilloscope. L'entrée V_{EE} est à la référence − 4,5 V. Le déclenchement synchronisé de la base de temps oscilloscope se fait par la sortie Q_8 du 4060. La sortie Q_4 est reliée à INH du 4051 et permet la séparation entre les signaux observés. La liaison Q_9 à INH fixe la trace horizontale à 0 V. On peut cadrer l'oscillogramme sur l'écran par action sur l'ajustable de 22 kΩ.

Travail à effectuer

Essai séparé du CD4051 et relevé de sa table de fonctionnement pour INH = 0 et les 8 combinaisons binaires des adresses CBA. Que se passe-t-il quand INH = 1?

Montage sur plaquette du dispositif complet et essais d'observation de signaux logiques sur les équipements disponibles au laboratoire.

On se documentera sur les réalisations possibles du multi-démultiplexage dans les revues techniques spécialisées : chenillard, affichage numérique, clavier à touches sensitives, montres à cristaux liquides, jeux de hasard...

II. LES CIRCUITS DE CALCULS : OPÉRATEURS ARITHMÉTIQUES

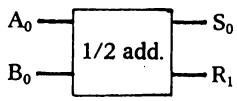
On envisagera les opérateurs élémentaires de calculs utilisés dans les calculatrices et µ-ordinateurs en numération binaire.

TRAVAUX PRATIQUES 1

L'additionneur

À l'aide de la table de vérité de l'addition de 2 nombres binaires de 1 bit, A_0 et B_0, dont la somme est S_0 et la retenue R_1, réaliser le logigramme de l'opérateur *demi-additionneur* (1/2 add. ou Da) et préciser les équations des sorties S_0 et R_1.

Effectuer le montage à l'aide des portes logiques correspondantes et vérifier la table de vérité du 1/2 additionneur (fig. 1).



A_0	B_0	R_1	S_0
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Fig. 1

Indications

Équations des sorties : on a $S_0 = A_0\overline{B}_0 + \overline{A}_0B_0 = A_0 \oplus B_0$, c'est l'équation du OU exclusif réalisable par une porte EXOR et $R_1 = A_0 \cdot B_0$ équation du ET $\Rightarrow$ porte ET. D'où le logigramme figure 2.

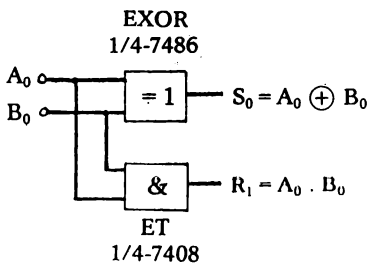


Fig. 2

Réaliser l'additionneur complet (full adder) des nombres binaires A et B en tenant compte de la retenue (ou «report») précédente R_{n-1}. Cela revient à effectuer l'addition des 3 nombres binaires A, B, R_{n-1}. On complétera la table de vérité (fig. 3), puis on établira le logigramme de l'additionneur conforme aux équations de S et R_{n-1}. Faire le montage et l'essai expérimental pour retrouver la table de vérité préétablie.

Indications

Table de vérité

A	B	R_{n-1}	S	R_n
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

Fig. 3

Circuit additionneur

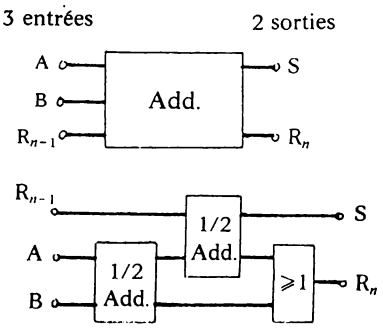


Fig. 4

Équations de sortie

$$S = \overline{A}\overline{B}R_{n-1} + \overline{A}B\overline{R}_{n-1} + A\overline{B}\overline{R}_{n-1} + ABR_{n-1}$$
$$S = (\overline{A}B + A\overline{B})\overline{R}_{n-1} + (\overline{A}\overline{B} + AB)R_{n-1}$$
$$S = S_{1/2} \cdot \overline{R}_{n-1} + \overline{S}_{1/2} \cdot R_{n-1}$$
$$S = S_{1/2} \oplus R_{n-1} = (A \oplus B) \oplus R_{n-1}$$

$$R_n = \overline{A}BR_{n-1} + A\overline{B}R_{n-1} + AB\overline{R}_{n-1} + ABR_{n-1}$$
$$R_n = AB(R_{n-1} + \overline{R}_{n-1}) + (A\overline{B} + \overline{A}B)R_{n-1}$$
$$R_n = AB + S_{1/2} \cdot R_{n-1}$$
$$R_n = AB + (A \oplus B)R_{n-1}$$

Logigramme Add.

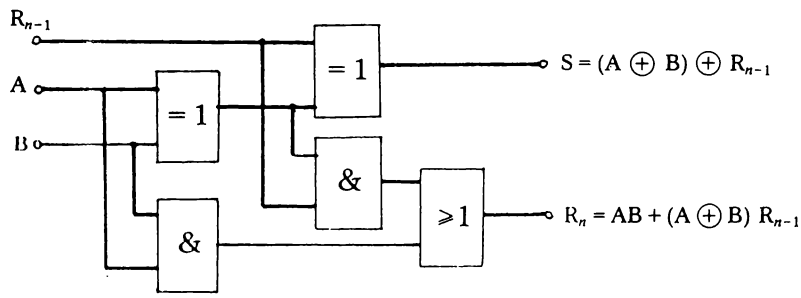


Fig. 5

Dans la pratique, on utilise des circuits intégrés spécifiques additionneurs. Par exemple, la série 7480 (2 mots de 2 bits) pour 7482 ; pour 7483 ou 4008 (mots de 4 bits). On pourra faire l'essai-test d'un additionneur à 4 bits *SN7483* : rechercher le brochage, interpréter la documentation, effectuer l'essai.

TRAVAUX PRATIQUES 2

Le soustracteur

On transforme la soustraction en addition par un artifice de calcul dit méthode du complément à 2.

Exemple

Soit A = 14 (*d*) et B = 5 (*d*) ⇒ A − B = 14 − 5 = 9 (*d*).

Par le calcul classique, on aura en binaire :

$$\begin{array}{r} A = 1\,1\,1\,0 \\ -B = 0\,1\,0\,1 \\ \hline A-B = 1\,0\,0\,1 \end{array}$$

Par la méthode du complément, on obtient en complémentant B → B* = 1 0 1 0 (en remplaçant dans B* les 1 par des 0 et réciproquement). Puis on additionne :

$$\begin{array}{r} A = 1\,1\,1\,0 \\ +B^* = 1\,0\,1\,0 \\ \hline A+B^* = \boxed{1}\,1\,0\,0\,0 \end{array}$$

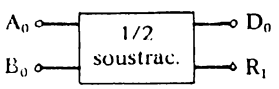
Retenue de rang 4

Ensuite, on ajoute 1 au résultat précédent : + 0 0 0 0 1

et on supprime le bit de débordement : $\boxed{1}\,1\,0\,0\,1$

On obtient finalement le résultat de A − B : ≡ 1 0 0 1

1. À l'aide de la table de vérité de la soustraction $D_0 = A_0 - B_0$ (fig. 6) dont la différence est D_0 et la retenue R_1, réaliser le logigramme du demi-soustracteur ($\frac{1}{2}$ soustrac.) et donner les équations de D_0 et R_1. Effectuer le montage et vérifier expérimentalement la table de vérité.



A_0	B_0	D_0	R_1
0	0	0	0
0	1	1	1
1	0	1	0
1	1	0	0

Fig. 6

Indications

Équations

$D_0 = A_0 \oplus B_0$

$R_1 = \overline{A_0} \cdot B_0$

Logigramme

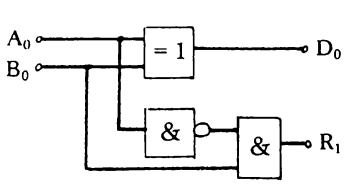


Fig. 7

2. Réaliser le soustracteur complet. Établir expérimentalement la table de vérité du soustracteur à 3 entrées A, B, R_{n-1} et 2 sorties D et R_n. Déduire les équations des sorties. Le logigramme est donné figure 8.

Logigramme

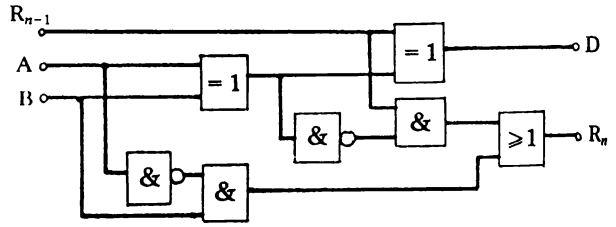
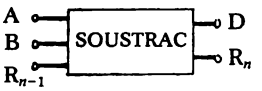


Fig. 8



Équations

$D = (A \oplus B) \oplus R_{n-1}$

$R_n = \overline{A}B + \overline{(A \oplus B)}R_{n-1}$

Table de vérité

A	B	R_{n-1}	D	R_n
0	0	0	0	0
1	0	0	1	0
1	1	0	0	0
0	1	0	1	1
0	0	1	1	1
1	0	1	0	0
1	1	1	1	1
0	1	1	0	1

Pratiquement, on utilise des circuits intégrés additionneur + soustracteur avec sélection d'opération + ou −, avec portes 3 états («tristate») permettant d'obtenir le complément dans le cas de la soustraction. On pourra étudier le *74385* quadruple additionneur-soustracteur.

Pour les autres opérateurs arithmétiques tels que multiplicateur (multiplieurs) et diviseurs, on revient à des suites d'additions de nombres binaires suivies de *décalage* à l'aide de registres. Ces opérateurs sont réalisés en circuits intégrés qu'il faut savoir exploiter à partir de la documentation du fabricant. On citera, par exemple, les «multiplieurs» 74284... 285 (TTL), 4554 (CMOS) de 2 mots de 4 bits.

TRAVAUX PRATIQUES 3

Le comparateur

1. On désire réaliser un comparateur de 2 mots binaires A et B de 1 bit. Pour cela, on doit concevoir un opérateur spécialisé à 2 entrées A et B et 3 sorties S (A > B), E (A = B) et I (A < B).

Établir la table de vérité correspondante et tirer les équations des 3 fonctions de comparaison numérique S, E et I.

Représenter le logigramme du comparateur en utilisant des portes ET, NON et NOR à 2 entrées.

Indications

Table de vérité

A	B	S	E	I
0	0	0	1	0
0	1	0	0	1
1	0	1	0	0
1	1	0	1	0

Équations

$S = A > B = A \cdot \overline{B}$

$E = A = B = \overline{A}\,\overline{B} + AB$

$I = A < B = \overline{A}B$

Logigramme

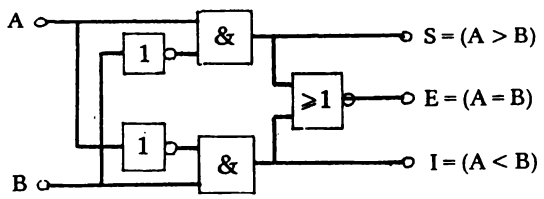


Fig. 1

2. Étude expérimentale. Vérifier la table de vérite.

3. Faire l'essai du circuit intégré *7485* (TTL) ou *4063* (CMOS) de même brochage (fig. 2) et établir la table de fonctionnement expérimentalement.

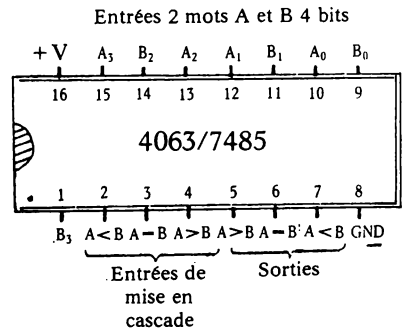


Fig. 2

Caractéristiques

Comparateur de 2 mots binaires de 4 bits. 4063 : alimentation 3 à 15 V, $i_S \simeq 10$ mA/10 V, durée opératoire $\simeq 250$ ns, mot A = $A_0 \ldots A_3$, mot B = $B_0 \ldots B_3$ en entrées (in). 3 entrées pour le montage en cascade de plusieurs 4063 pour obtenir un comparateur de 8,... 4 Nbits. 3 sorties A > B, A = B, A < B (OUT).

Exploiter la table de fonctionnement de la fiche fabricant et faire les essais du circuit intégré. Exemple : comparer les 2 mots binaires $9_{(d)} = 1\ 0\ 0\ 1$ et $13_{(d)} = 1\ 1\ 0\ 1$ $\Rightarrow A_3\ A_2\ A_1\ A_0 \equiv 1\ 0\ 0\ 1$ et $B_3\ B_2\ B_1\ B_0 \equiv 1\ 1\ 0\ 1$ soit $A_3 = B_3$, $A_2 < B_2$, $A_1 = B_1$, $A_0 = B_0$. Chercher la ligne correspondante de la table de fonctionnement pour les entrées et déduire la sortie A < B. Dans ce cas, les entrées de mise en cascade ont un état indifférent (X), si A ≠ B. Par contre, si A = B, il faut soumettre les entrées (A < B) et (A > B) à 0 et l'entrée (A = B) à 1.

Pour comparer 2 mots de 12 bits ($A_0 \ldots A_{11}$) et ($B_0 \ldots B_{11}$) on monte 3 circuits intégrés 4063 en « cascade » (fig. 3).

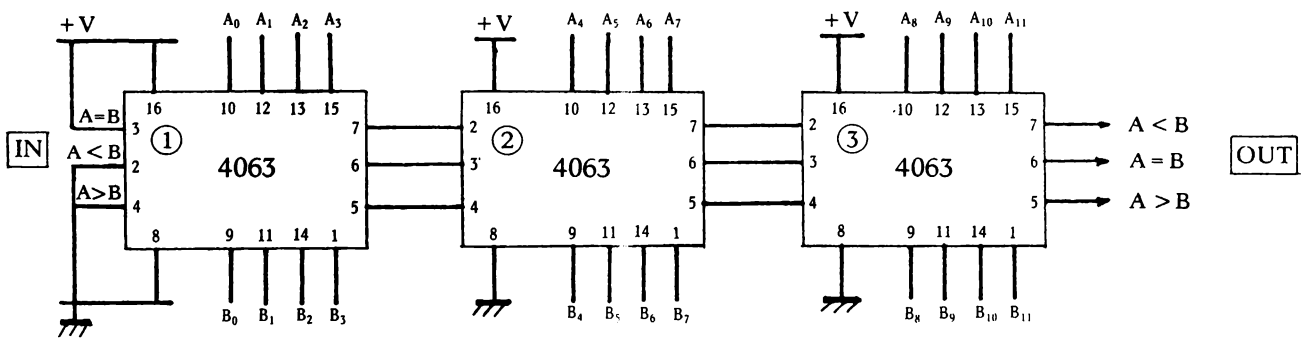


Fig. 3

QUATRIÈME PARTIE
L'ÉLECTRONIQUE ANALOGIQUE : L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

I - GÉNÉRALITÉS

L'amplificateur opérationnel parfait; réel. Caractéristiques, calculs ..... p. 183

II - TRAVAUX PRATIQUES EXPÉRIMENTAUX ET MESURES SUR LES MONTAGES A AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

1. TPE préparatoires
Alimentations (double - symétrique) ± 15 V-1 A - tests de fonctionnement de l'amplificateur opérationnel - compensation de $V_{i\ offset}$ ..... p. 189

2. Étude expérimentale des montages de base à amplificateur opérationnel

Mesure n° 1 *Amplificateur linéaire «non-inverseur»*
Montage suiveur ..... p. 191

Mesure n° 2 *Amplificateur linéaire «inverseur»* ..... p. 194

Mesure n° 3 *Opérateurs mathématiques*
Additionneur (TP1), soustracteur (TP2), dérivateur (TP3), intégrateur (TP4) ..... p. 196

Mesure n° 4 *Amplificateur opérationnel en commutation*
TP1 : Comparateur ..... p. 203
TP2 : Trigger de Schmitt ..... p. 204
TP3 : Bascule astable multivibrateur - Application : ① : clignotant; ② : générateur de laboratoire ..... p. 205
TP4 : Bascule bistable ..... p. 208
TP5 : Bascule monostable ..... p. 209

Mesure n° 5 *Les dispositifs générateurs de courant :* TP1 : montage en source de courant
Application : ① : générateur de signaux triangulaires; ② : convertisseur tension-courant ..... p. 210

Mesure n° 6 *Les montages déphaseurs : expérimentation* ..... p. 212

Mesure n° 7 *Les générateurs de signaux sinusoïdaux*
I - À pont de Wien; II - À réseau déphaseur RC; TP1 et 2 ..... p. 214

Mesure n° 8 *Étude des filtres à l'aide des fonctions élémentaires*
Filtres actifs à amplificateur opérationnel associé; TP1; Sujet 1 ..... p. 220

I - Généralités

1. DÉFINITION

L'amplificateur opérationnel que l'on désignera par AOP (ou AO) est un composant analogique *intégré* linéaire. Il est monté dans un boîtier de type DIL (Dual In Line) suivant la technologie des circuits intégrés.

Si dans le domaine des circuits et fonctions logiques, où les informations traitées ne prennent que deux valeurs (binaires ou digitales) 0 et 1, le fonctionnement est en commutation à partir des portes, bascules..., en *analogique*, en revanche, les informations peuvent prendre toutes les valeurs possibles dans une plage de variation définie (en amplitude et fréquence). Le contenu informationnel du signal d'entrée est donc plus riche, mais plus difficile à traiter qu'en logique.

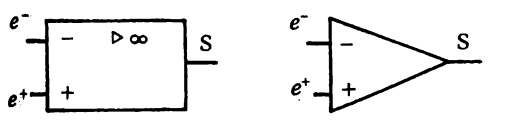
L'amplificateur opérationnel est, du fait de sa souplesse d'emploi, utilisé dans de multiples applications, mais aussi bien en *amplification linéaire* (domaine des basses fréquences) qu'en régime *non linéaire de commutation* (fonctionnement logique en comparateur...). On devra donc en « classes de premières » l'appréhender sous ces 2 aspects. Mais il est préférable à ce niveau, d'apprendre à utiliser le composant « amplificateur opérationnel » plutôt que d'entrer dans le détail de son fonctionnement interne. On se bornera donc à étudier quelques montages de base pour la réalisation des travaux pratiques en ateliers et la compréhension des systèmes électroniques. On établira une méthode de travail propre aux amplificateurs opérationnels pour la conduite de calculs simples.

L'amplificateur opérationnel date de la fin des années 1960. On l'utilisait alors dans les calculateurs analogiques pour réaliser des opérations mathématiques d'où son nom « opérationnel ».

2. CONSTITUTION

On trouve, implantés sur une même puce, pour un amplificateur opérationnel classique « 741 », une vingtaine de transistors, des résistors et condensateurs, réalisant un *amplificateur de différence* à couplage direct et structure symétrique. Sur les figures 1*a* et 1*b*, on représente les symboles et le schéma simplifié d'un amplificateur opérationnel. On distingue *2 entrées* notées e^- (entrée inverseuse) et e^+ (entrée non inverseuse), une *sortie S*; la connexion de *masse M* (« Ground » ou GND) est extérieure à l'amplificateur opérationnel; elle représente le potentiel de référence O volt.

Symbolisation



NF — Courante anglo-saxonne

Fig. 1a

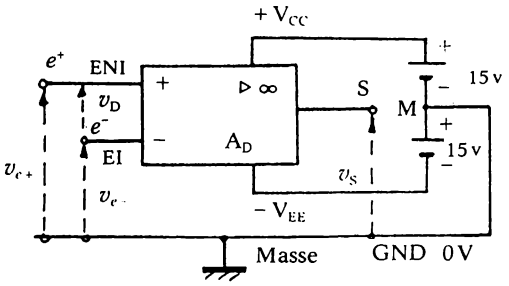
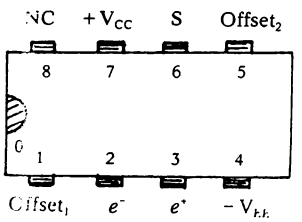


Fig. 1b



Boîtier DIL - 8 broches
AOP types 741,081 ...
NC = non connectée
Vue de dessus

Brochage d'un AOP simple

Fig. 1c

La tension différentielle d'entrée v_D (ou ε) = $v_{e+} - v_{e-}$ est très faible, négligeable mais *non nulle*.

La tension de sortie v_S est proportionnelle à la différence des tensions d'entrées donc à $v_D = v_{e+} - v_{e-}$. On a : $v_S = A_D (v_{e+} - v_{e-}) \Rightarrow v_S = A_D \cdot v_D$.

$A_D = \dfrac{v_S}{v_D}$ est l'amplification différentielle.

L'alimentation en énergie de l'amplificateur opérationnel se fait généralement par 2 sources de tensions continues en *symétrique* avec $|V_{CC}| = |V_{EE}|$ de 15 V, 12 V... Dans les schémas **l'alimentation n'est pas représentée.**

Remarques

a) Pour un signal de commande (à l'entrée) alternatif et de fréquence supérieure à 20 Hz, on peut utiliser une alimentation continue *simple* associée à un condensateur de liaison C en série avec la charge R_L, qui se comporte comme une deuxième alimentation si $v_C \simeq$ constante (fig. 2*a*).

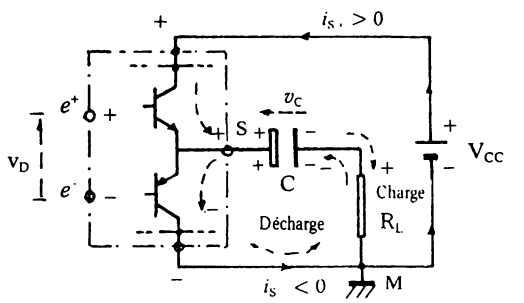


Fig. 2a

b) Pour un signal d'entrée continu ou en alternatif très basse fréquence, il est indispensable d'utiliser une alimentation double symétrique (fig. 2*b*).

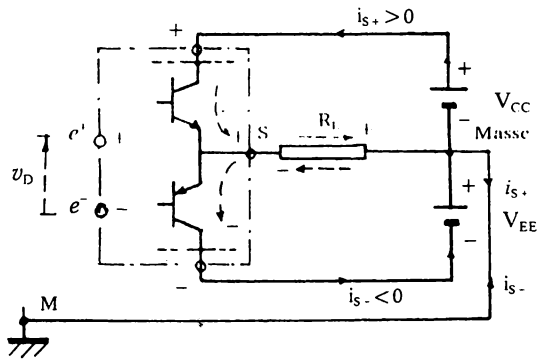


Fig. 2b

On abordera l'aspect simplifié de l'étage d'entrée en technologie à transistors bipolaires (fig. 3*a*) ou à effet de champ (fig. 3*b*) pour expliquer les quelques *imperfections* de l'amplificateur opérationnel.

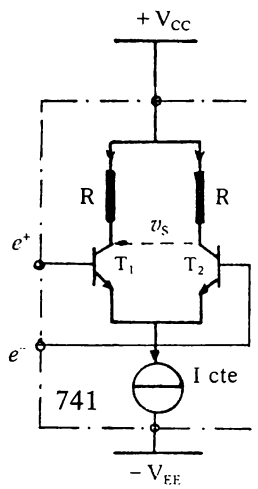


Fig. 3a

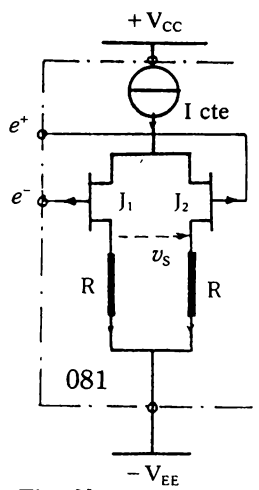


Fig. 3b

Pratiquement, dans la plupart des applications, on pourra considérer l'amplificateur opérationnel comme un amplificateur parfait de schéma équivalent (fig. 4).

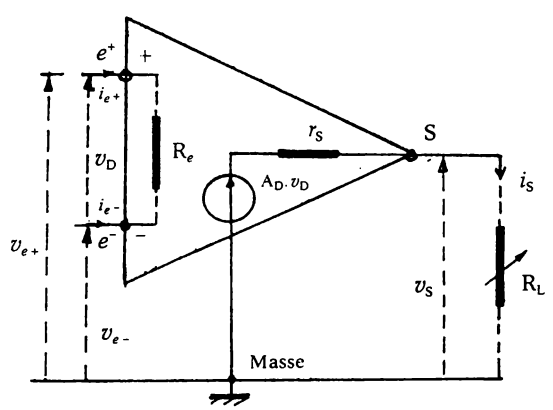


Fig. 4

R_e résistance (ou Z_e impédance) d'entrée de l'amplificateur opérationnel).

r_S résistance (ou Z_s impédance) de sortie de l'amplificateur opérationnel.

Notations : les anglo-saxons utilisent les indices *i* (in) pour les entrées (v_{i+}, v_{i-}...) et *o* (out) pour les sorties (v_o, i_o...).

3. L'AMPLIFICATEUR PARFAIT

C'est le composant idéal, le modèle hypothétique fonctionnant en amplificateur linéaire, donc sans « saturation » de la sortie. On suppose donc que les *hypothèses* suivantes sont vérifiées :

L'amplification différentielle $A_D = \frac{v_S}{v_D}$ *est infinie,* c'est-à-dire que $v_D = \varepsilon = v_{e+} - v_{e-}$ *tend vers zéro* mais n'est *pas nulle* cependant puisque $v_S \neq 0$. Soit $v_{e+} \simeq v_{e-}$, les 2 entrées sont pratiquement au même potentiel et $v_D \simeq 0$.

L'excursion maximale de $v_S \in]V_{EE-} ; V_{CC+}[\; \forall \; v_{e+}$ et v_{e-} pour $f \in [0 ; \infty[$.

La résistance différentielle d'entrée R_e entre e^+ et e^- et les résistances d'entrées R_{e+} et R_{e-} par rapport à la masse sont *infinies,* donc les courants d'entrées ($i_{e+} \simeq i_{e-} \simeq 0$) sont nuls.

La résistance de sortie r_S ***est nulle,*** donc v_S est constante $\forall \; i_S$ dans la charge R_L. L'étude de l'amplificateur opérationnel se fera plus facilement à vide pour $i_S = 0$, charge R_L débranchée, puisqu'on dispose « vu de la sortie » d'une source de tension parfaite (v_S = cte, $r_S = 0$).

La bande passante en fréquence B est infinie, c'est-à-dire que pour $f \in [0 ; \infty[$ l'amplification reste constante.

Les dérives sont nulles, c'est-à-dire que l'amplificateur opérationnel est insensible aux variations de température et au vieillissement.

Une tension commune appliquée aux entrées telle que $v_{e+} = v_{e-} \neq 0$ est sans influence sur v_S.

En résumé :

Un amplificateur opérationnel parfait linéaire en « boucle ouverte » (fig. 5) est caractérisé par :

$$A_D = \frac{v_S}{v_D} \to \infty \; ; \; v_D = v_{e+} - v_{e-} = \varepsilon \to 0$$
$$R_e \to \infty \; ; \; i_{e+} = i_{e-} \to 0$$
$$r_s \to 0 \; ; \; v_S \simeq \text{constante} \; \forall \; i_S < i_{S\,max}$$
$$B \to \infty \; ; \; f \in [0 ; \infty[$$

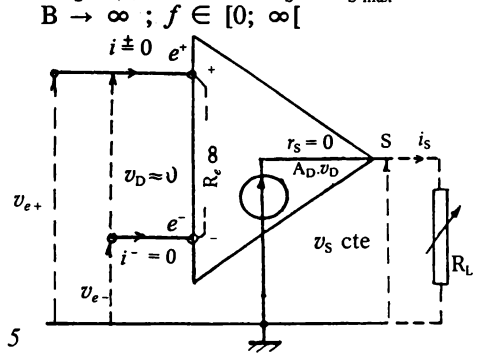


Fig. 5

Conclusions

On peut conclure aisément qu'un tel composant ne peut fonctionner qu'en logique (ou commutation à saturation) s'il est utilisé *seul*, c'est-à-dire en « *boucle ouverte* » puisque v_S ne peut prendre que les 2 valeurs extrêmes de saturation $+V_{CC}$ et $-V_{EE}$ (fig. 6).

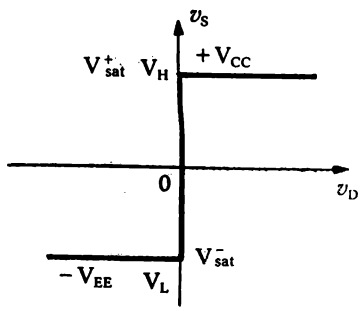


Fig. 6 Caractéristique de transfert

On verra par la suite que pour réaliser un *amplificateur linéaire*, il est nécessaire d'appliquer une **réaction négative** (rétro-action ou contre réaction) à l'aide d'un réseau extérieur à l'amplificateur opérationnel (résistance ou impédance) reliant la sortie S à l'entrée inverseuse e^-. C'est ce réseau de rétro-action qui déterminera les propriétés du système amplificateur. L'amplificateur opérationnel fonctionne alors en « *boucle fermée* » et devient contrôlable en amplificateur linéaire.

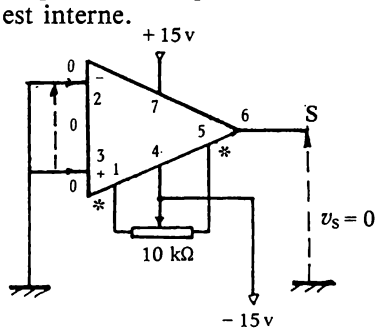
Cependant, malgré le caractère « fictif » de l'amplificateur opérationnel parfait, on l'utilisera pour établir les relations fonctionnelles des montages de base, qui resteront *vraies* en première approximation. Pratiquement, les constructeurs fabriquent des composants qui se rapprochent du modèle parfait. On consultera les caractéristiques des amplificateurs opérationnels les plus courants (amplificateurs opérationnels 741 et TL081), dans *Mémotech Électronique* - Casteilla - Éducalivre.

4. L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL RÉEL

S'il est peu différent de l'amplificateur opérationnel parfait, il présente quand même quelques *imperfections* dont il faudra tenir compte pratiquement dans certains montages.

4.1. « *Vu de l'entrée* »

Si l'on se reporte aux figures 3*a* et *b* du circuit d'entrée, on voit que la dissymétrie inévitable des transistors entraîne, même lorsque les entrées sont reliées entre elles et mises à la masse ($v_{e+} = v_{e-} = 0$), une tension de sortie non nulle ($v_S \neq 0$). La tension différentielle résiduelle de *décalage* à l'entrée (input *offset* voltage) est précisée par le fabricant qui donne $V_{io\,max} \simeq 1$ à 5 mV. C'est la tension qu'il faudrait appliquer à l'entrée dans le sens convenable pour obtenir $v_S = 0$. On dispose sur le boîtier de l'amplificateur opérationnel de 2 broches « offset » ou « équilibrage » permettant de réaliser la compensation par un circuit externe d'équilibrage (fig. 7). On remarquera que la compensation d'offset doit être systématique afin d'éviter la *saturation* de l'amplificateur opérationnel (qui apparaît pour $v_D = \varepsilon > 0{,}1$ mV). Dans les amplificateurs opérationnels performants, la compensation d'offset est interne.



*Entre broches 1 et 5, circuit d'équilibrage par potentiomètre de 10 à 100 kΩ.

Fig. 7a

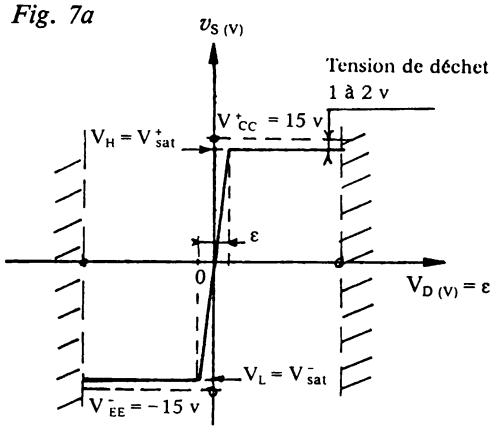


Fig. 7b

Caractéristique de transfert avec offset compensé : $v_D = 0 \Rightarrow v_S = 0$.
2 paliers de saturation à V_H et V_L
Fonctionnement linéaire pour $v_D = \varepsilon < 0{,}1$ mV.
Indices : High ≡ haut - Low ≡ bas.

De même les *courants de polarisation* (input bias current) des transistors, fournis par les sources de commande d'entrées ne sont pas rigoureusement égaux (on a I_p faibles de 80 nA [741] et 30 pA [081]. Sur la figure 8, on représente le circuit équivalent où $R_{éq+}$ et $R_{éq-}$ sont les résistances internes des sources équivalentes des entrées.

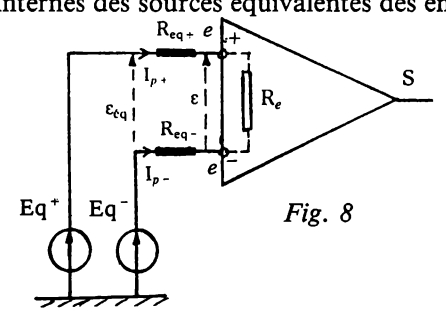


Fig. 8

Si $R_{éq+} \neq R_{éq-} \Rightarrow I_{p+} \neq I_{p-}$
et au lieu de $\varepsilon_{éq} = E_{éq+} - E_{éq-}$ à l'entrée,
on a $\varepsilon = \varepsilon_{éq} - (R_{éq+}\ I_{p+} - R_{éq-}\ I_{p-})$ et l'écart $(\varepsilon_{éq} - \varepsilon)$ provoque un décalage supplémentaire de v_S. On intervient pour que $R_{éq+} = R_{éq-} = R_{éq}$ afin que
$\varepsilon = \varepsilon_{éq} - R_{éq}\,(I_{p+} - I_{p-})$ soit $\varepsilon \simeq \varepsilon_{éq}$ si $(I_{p+} - I_{p-})$ est négligeable. La compensation est utile avec le 741 ($R_e \simeq 1$ à 2 MΩ), mais pas nécessaire avec le 081 ($R_e \simeq 10^6$ MΩ) ; le principe de compensation sera précisé dans les expériences sur les montages de base.

4.2. *« Vu de la sortie »*

En fait v_S dépend non seulement de la tension différentielle d'entrée v_d, mais aussi de la tension de *« mode commun »* $v_C = \frac{v_{e^+} + v_{e^-}}{2}$. Il en résulte que $v_S = A_D \; v_D + A_C \; v_C$ où A_C est l'amplification en mode commun. Les fabricants indiquent la valeur du *taux de réjection en mode commun* TRMC ou RRMC (R ≡ ratio, rapport) ; en anglais CMRR.

Le RRMC est égal à $\left|\frac{A_D}{A_C}\right|$.

Exemple

On exprime le RRMC par l'expression RRMC = $20 \; lg \frac{A_D}{A_C} \simeq 90$ dB pour le 741.

Pour $A_{D_0} \simeq 2 \times 10^5$, on a $G_D = 20 \; lg \; A_D \simeq 106$ dB ; on sait que si $y = lg \; x \Rightarrow x = 10^y$ (en logarithme décimal). Montrer que $A_C \simeq 6$.

Indications

Si on exprime l'amplification en puissance par $A_p = \frac{P_s}{P_e}$, le gain exprimé en *bels* (B) se traduit par $G_p = lg \; A_p$ et en *décibels* (dB) par $G_p = 10 \; lg \; A_p$; le gain en tension est $G_{v\,(dB)} = 20 \; lg \; A_v = 20 \; lg \frac{v_S}{v_e}$ et le gain en courant $G_{i\,(dB)} = 20 \; lg \frac{i_S}{i_e}$.

On a un RRMC = $20 \; lg \frac{A_D}{A_C}$ soit $20 \; lg \frac{2 \times 10^5}{A_C} = 90$

$\Rightarrow lg \frac{2 \times 10^5}{A_C} = 4{,}5 \Rightarrow \frac{2 \times 10^5}{A_C} = 10^{4{,}5}$

et $A_C = \frac{2 \times 10^5}{10^{4{,}5}} \simeq 6{,}3$ donc $A_C \ll A_D$

4.3. *Courbe de réponse en fréquence G = g(f)*

En « boucle ouverte », les valeurs indiquées de A_D et A_C restent valables pour $f \in [0 ; 10 \text{ Hz}]$; la fréquence de coupure $f_C = f_0$ est faible ; pour des fréquences $f > f_0$, A_D diminue et $A_D = 1$ à la fréquence fu (dite unitaire). On a $fu = 1$ MHz (741) et $fu = 4$ MHz (081). En régime dynamique sinusoïdal à fréquence *faible*, le signal appliqué sur l'entrée e^+ (v_{e^+}) et l'entrée e^- étant reliée à la masse, on a le même modèle de l'amplificateur opérationnel qu'en statique. Le fonctionnement est *linéaire* si $\hat{U}_e = U_e \sqrt{2} < v_{D\,max} = \frac{|V_{sat}|}{A_D}$ soit pour $|V_{CC}| = 15$ V, $|V_{sat}| = 14$ V et $v_{D\,max} = \frac{14}{2 \times 10^5} \simeq 0{,}07$ mV $\simeq 70$ µV.

$v_C \simeq \frac{v_D}{2}$ et $A_C \; v_C$ négligeable $\Rightarrow v_S \simeq A_D \; v_D$.

En notation « complexe », on a $\underline{A_D} = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_0}}$.

— A $f = 0$, on a $A_D = A_0$ réel, maximum, en continu ; *l'amplificateur opérationnel amplifie le « continu »*.

— A $f < f_0$, on a : $A_D \simeq A_0$ ($f_0 \simeq 10$ Hz).

— A $f > f_0$, v_2 n'est plus en phase avec v_D et v_2 diminue du fait des capacités parasites internes ;

$\underline{v_2} = \underline{A_D} \; \underline{v_D}$ soit en module $v_2 = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}} \; v_D$.

Exercice

Calculer $G = 20 \text{ lg } \frac{v_2}{v_D}$ pour $f = f_0$; pour $f = 10 f_0$. Montrer que la courbe de réponse $G_{(dB)} = g\,(f_{Hz})$ possède une asymptote horizontale d'ordonnée G_0 à f = 0, et une asymptote oblique de *pente −20 dB/décade* (ou *−6 dB/octave*).

Une *décade* correspond à un rapport de fréquence égal à 10 $\left(\frac{f}{f_0} = 10\right)$, et une *octave* à un rapport égal à 2 → $\left(\frac{f}{f_0} = 2\right)$. On prendra $G_0 = 100$ dB.

Tracer la courbe de réponse, à partir des asymptotes à la courbe. L'axe vertical OG est linéaire de 0 à 100 dB ; l'axe horizontal des fréquences est gradué en échelle logarithmique de 1 Hz à 1 MHz.

Indications

— Quand $f = f_0$: $v_2 = \frac{A_0}{\sqrt{2}} \cdot v_D \Rightarrow G = 20 \text{ lg } \frac{v_2}{v_D}$

$\Rightarrow G = 20 \text{ lg } A_0 - 20 \text{ lg } \sqrt{2}$ soit $G = G_0 - 3$ dB

$\Rightarrow$ l'affaiblissement est de 3 dB et $\frac{A_D}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{2}}$

$\Rightarrow A_D = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$.

— Quand $f = 10 f_0$: $v_2 = \frac{A_0}{\sqrt{1 + 10^2}} \cdot v_D$

$\Rightarrow \frac{v_2}{v_D} \simeq \frac{A_0}{10}$ et $G = 20 \text{ lg } \frac{A_0}{10} = 20 \text{ lg } A_0 - 20 \text{ lg } 10$

$\Rightarrow G = G_0 - 20$ dB ; l'affaiblissement est de 20 dB, donc la pente de l'asymptote oblique de *−20 dB/décade*.

— Quand $f = 2 f_0$: $v_2 = \frac{A_0}{\sqrt{1 + 4}} \quad v_D = \frac{A_0}{\sqrt{5}} \cdot v_D$

et $\frac{v_2}{v_D} \simeq \frac{A_0}{\sqrt{5}}$; $G \simeq 20 \text{ lg } A_0 - 20 \text{ lg } \sqrt{5} \Rightarrow G = G_0$ − 6 dB, l'affaiblissement est de 6 dB et la pente de l'asymptote de −6 dB/octave.

Courbe de réponse (fig. 9) : elle est tracée facilement à partir de son diagramme asymptotique ; la bande passante B de l'amplificateur en boucle ouverte, à −3 dB, est $B \in [0 ; f_0]$; (Δ_1) est l'asymptote horizontale de [0 à f_0], (Δ_2) l'asymptote oblique de [f_0 à 10^6 Hz] dans le cas du « 741 ».

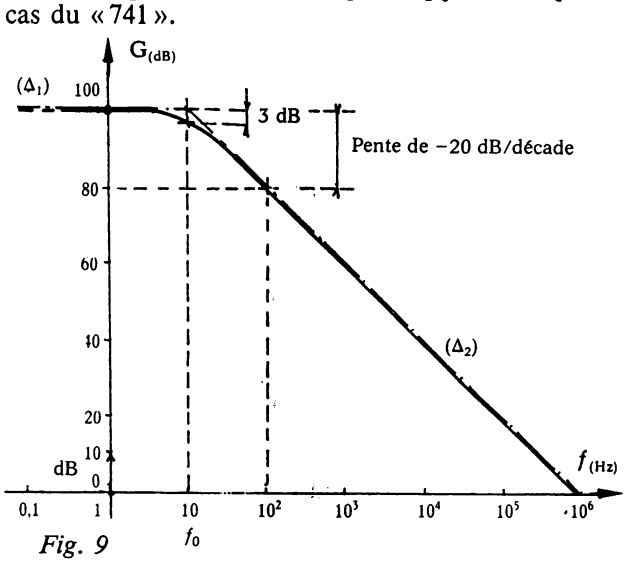


Fig. 9

Remarque

On montre que pour un amplificateur opérationnel « bouclé » avec rétroaction que le produit $A_D \cdot fc = fu$ est constant, soit $A_D \cdot B$ = constant avec fc fréquence de coupure supérieure, fu fréquence unitaire (4-3) et B bande passante. A_D est *fixé* par les éléments du montage.

Exemple

Si $A_D = 100 \Rightarrow fc = \frac{fu}{A_D} = \frac{fu}{100}$ et les signaux sont amplifiés jusqu'à $fc = \frac{10^6}{100} = 10$ kHz pour le « 741 », et $fc = \frac{4 \times 10^6}{100} = 40$ kHz pour le « TL081 ».

4.4. *Tension de déchet*

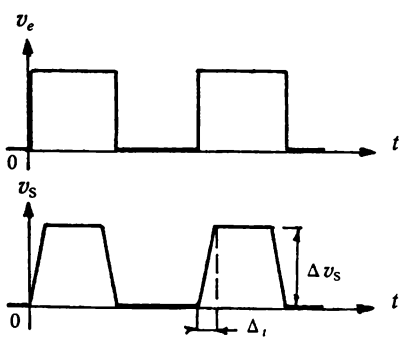
On a vu sur la figure 7*b* que l'excursion de v_S (output voltage swing) est réduite ; la tension de déchet est de 1 à 2 V.

Résistance de sortie en « boucle ouverte » $r_{S_0} \simeq 75\ \Omega$ et $r_S = \frac{r_{S_0}}{A_D}$ négligeable en « boucle fermée ».

Intensité de sortie I_S limitée de 20 à 25 mA par un limiteur d'intensité intégré (protection interne contre les courts-circuits en sortie).

4.5. *Taux de croissance maximal de v_S*

Pour les tensions de sortie, on est limité par la vitesse de variation $\frac{dv_S}{dt} = SR$ (ou Slew-Rate). Sur la figure 10, alors que v_e est un signal en créneaux, v_S présente une *pente*, donnée par le constructeur 0,5 V/µs (741 lent) et 13 V/µs (081) et mesurable à l'oscilloscope.



$$SR = \frac{\Delta v_S}{\Delta t}\ (V/\mu s)$$

Fig. 10

Exercice

Soit l'amplificateur opérationnel 741, « bouclé », pour $A_D = 10$, $fu = 1$ MHz, on a $fc = \frac{10^6}{10} = 100$ kHz, dont l'entrée e^+ est attaquée par un signal sinusoïdal de fréquence 50 kHz. L'entrée e^- est mise à la masse.

Vérifier si un signal de sortie d'amplitude $\widehat{V}_S = 1$ V est amplifié correctement et sans distorsion. Même question pour un signal de $\widehat{V}_S = 10$ V, toujours à $f = 50$ kHz soit T = 20 µs.

Calculer dans chaque cas la fréquence maximale du signal amplifié sans distorsion, dans l'hypothèse où $f < f_{coupure} = 100$ kHz.

On tracera le signal de sortie $v_S(t)$ pour $\widehat{V}_S = 1$ V, la tangente à $v_{S(t)}$ à l'origine (dont le coefficient directeur est la dérivée de $v_S = \widehat{V}_S \sin \omega t$ pour $t \to 0$; soit $v'_{S(t)} = \frac{dv_S}{dt} = \widehat{V}_S\ \omega \cos \omega t$ et pour $t = 0 \Rightarrow v'_{S(0)} = \omega \widehat{V}_S$. On calculera donc $v'_{S(0)}$ pour $\widehat{V}_S = 1$ V,... pour $\widehat{V}_S = 10$ V. Conclure.

Indications

Pour $\widehat{V}_S = 1$ V, on a $v'_{S(0)} = \omega \widehat{V}_S = SR$;

$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{20} = \frac{\pi}{10}$ rad/µs ;

$v'_{S(0)} = \frac{\pi}{10} \times 1 \simeq 0{,}314$ V/µs ;

soit une pente inférieure au SR_{max} de 0,5 V/µs, donc le signal de sortie v_S est amplifié correctement, sans distorsion (fig. 11).

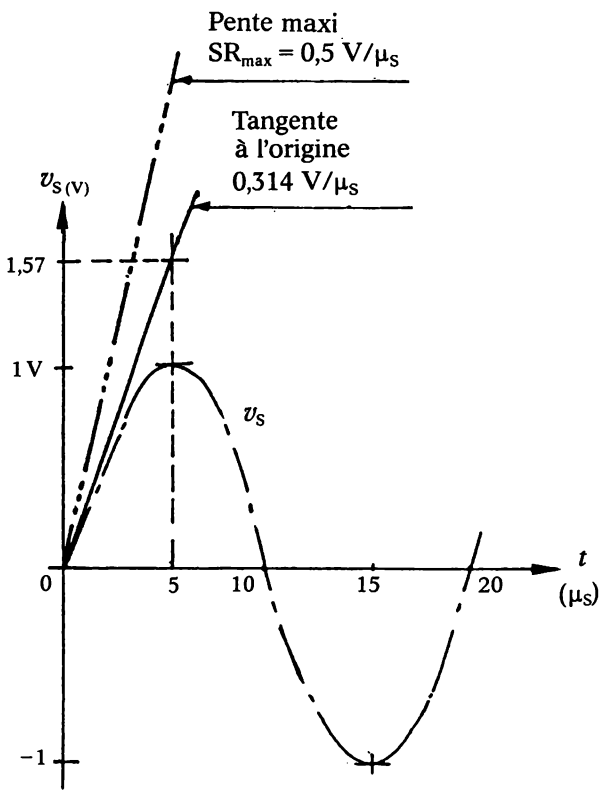


Fig. 11

Pour $\widehat{V}_S = 10$ V $\Rightarrow v'_{S(0)} = 3{,}14$ V/µs, donc de pente supérieure au SR_{max} d'où un signal v_S non amplifié correctement, avec distorsion d'amplitude.

On a : $SR = \frac{dV_S}{dt} = \omega \widehat{V}_S = 2\pi f \widehat{V}_S$

soit : $f_{max} = \frac{SR_{max}}{2\pi \widehat{V}_S}$

pour $\widehat{V}_S = 1$ V $\Rightarrow f_{max} = \frac{0{,}5 \times 10^6}{2\pi \times 1} \simeq 80$ kHz

et pour $\widehat{V}_S = 10$ V $\Rightarrow f_{max} = \frac{0{,}5 \times 10^6}{2\pi \times 10} \simeq 8$ kHz

Conclusions

Le signal d'entrée, donc de sortie, est limité en fréquence et en amplitude, par le « slew-rate » et par la bande passante, suivant l'amplification de tension choisie (A_D).

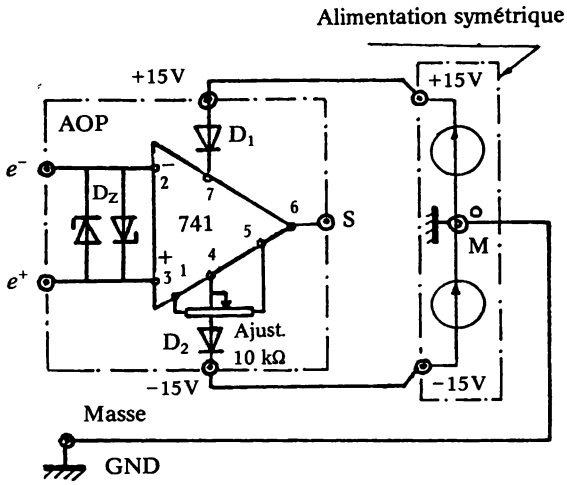
4.6. *Limites d'utilisation non destructive*

Consulter les catalogues et manuels d'applications des fabricants. **A respecter impérativement :**

— La tension d'alimentation $|V_{CC}| = |V_{EE}| =$ 18 V max. Choisir ± 15 V, ou ± 12 V en étude expérimentale et mesures.

— La tension différentielle d'entrée $v_D = \pm 30$ V max. On prévoira 2 diodes zéner en opposition sur les entrées de $V_Z < 15$ V (fig. 12).

Maquette "module AOP"
d'étude expérimentale



- Montage sur plaquette de circuit imprimé
- $D_1 = D_2 =$ 1 N 4148
- $D_{Z1} = D_{Z2}$ - 12 V - 10 mA

Fig. 12

— Ne pas inverser les tensions d'alimentation $+V_{CC}$ et $-V_{EE}$ (respect des polarités). On prévoit 2 diodes de blocage en protection.

* Voir le document sur les amplificateurs opérationnels 741 et 081 dans *Mémotech Électronique*, Casteilla - Éducalivre.

5. MÉTHODE DE CALCULS SUR LES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Les hypothèses de l'amplificateur opérationnel parfait comme modèle équivalent de l'amplificateur opérationnel réel, permettent de *prédéterminer*, dans la plupart des cas, de façon correcte, le comportement d'un montage. Les quelques précisions sur les imperfections de l'amplificateur opérationnel réel que nous avons abordées, conduisent à une meilleure utilisation du composant et à une justification des phénomènes de second ordre que l'on risque d'observer dans certains montages.

Pour les calculs sur les montages proposés, on distinguera les 2 régimes de fonctionnement possibles.

5.1. En régime saturé

L'amplificateur opérationnel est en « *boucle ouverte* » et fonctionne en commutation ou « comparateur » ; $v_S \simeq V_{sat}^+$ ou V_{sat}^- et $v_D \neq 0$ V. Chercher le signe de $v_D = v_{e+} - v_{e-}$: — si $v_D > 0$ et v_S en « butée » à V_{sat+} ; — si $v_D < 0$ et v_S en « butée » à V_{sat-}.

5.2. En régime linéaire

L'amplificateur opérationnel est « amplificateur linéaire » en « *boucle fermée* » et $v_S \in]V_{sat}^-; V_{sat}^+[$; $i_{e+} = i_{e-} \simeq 0$ et $v_D = v_{e+} - v_{e-} \simeq 0$; e^+ et e^- sont pratiquement au même potentiel ; on exprimera v_{e+} et v_{e-} en tenant compte des hypothèses ci-dessus. « Vu de la sortie », le montage se comporte comme un générateur de tension parfait (modèle de Thévenin) avec $r_S \simeq 0$ et $v_S \simeq v_{S_0}$ à vide.

On étudiera donc l'amplificateur opérationnel à vide pour simplifier les calculs.

Attention !

$v_D = \varepsilon = \dfrac{v_S}{A_D}$ si $v_{e+} \simeq v_{e-}$ et si l'une des entrées est directement (ou par une résistance de polarisation d'équilibrage) reliée à la masse. Dans ce cas, pour $v_D \simeq 0$, la tension de mode commun $V_C \simeq \dfrac{v_D}{2}$ et la part de v_S due à A_C est négligeable soit :

$$v_S = A_D \cdot v_D + A_C \cdot V_C \simeq A_D \cdot v_D \Rightarrow v_D \simeq \frac{v_S}{A_D}$$

En revanche, si v_{e+} et v_{e-} ne sont pas voisines de zéro [cas du montage « suiveur » avec contre réaction totale (fig. 13)], on n'a plus le droit d'écrire que $v_D \simeq \dfrac{v_S}{A_D}$; pour un amplificateur opérationnel réel, on a : $v_S = A_D \cdot v_D + A_C \cdot V_C$ donc $v_D = \dfrac{v_S - A_C \cdot V_C}{A_D}$ et ici $A_C \cdot V_C$ n'est pas négligeable.

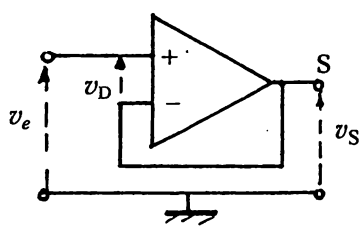


Fig. 13

Exemple

Sur la figure 13, pour $A_D = 2 \times 10^5$ et $A_C \simeq 6$, on a : $v_D = \dfrac{10 - 6 \times 10}{2 \times 10^5} = -250\ \mu V$; pour $v_S \simeq v_{e+} \simeq$ 10 V et $V_C = \dfrac{v_{e+} + v_{e-}}{2} = \dfrac{10 + 10}{2} = 10$ V. On retrouve $v_S \simeq 10$ V.

II - Travaux pratiques expérimentaux (TPE) et mesures (MES) sur les montages à amplificateur opérationnel

1. TPE PRÉPARATOIRES

1.1. Réalisation d'alimentation double symétrique

Alimentation ± 15 V-1 A (fig. 1).

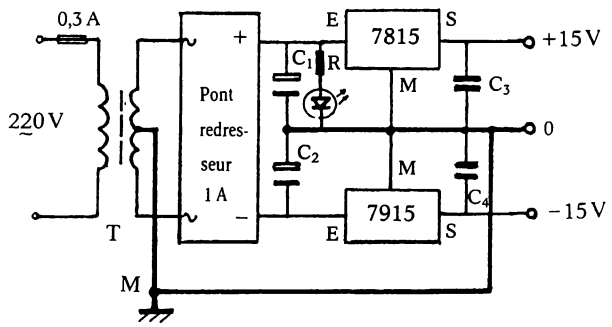


Fig. 1

Matériels

Transformateur 2 × 15 V - 18 VA (ou 2 × 18 V - 24 VA).

Pont redresseur intégré 1 A.

Régulateurs de tension intégrés : 0,5 à 1 A - 15 V - 7815 (positif) et 7915 (négatif).

E entrée - M masse - S sortie régulée.

$C_1 = C_2 = 2200\ \mu F/25...\ 40\ V$.

$C_3 = C_4 = 100\ nF$ à $1\ \mu F/25...\ 40\ V$.

$R_{LED} = 1\ K\Omega$ - 1/4 W ; LED rouge.

On peut réaliser le montage sur circuit imprimé (ou plaque « veroboard » à lignes de cuivre).

Si on désire une alimentation ± 12 V, prendre des régulateurs 7812-7912.

1.2. Réalisation d'alimentation double « symétrisée »

Au cas où on ne posséderait pas suffisamment d'alimentation double symétrique, on peut « symétriser » des alimentations simples suivant les schémas (fig. 2, 3, 4).

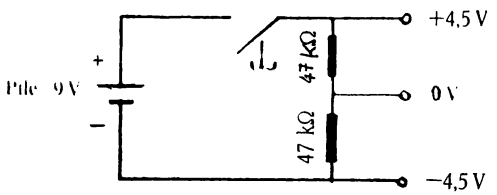
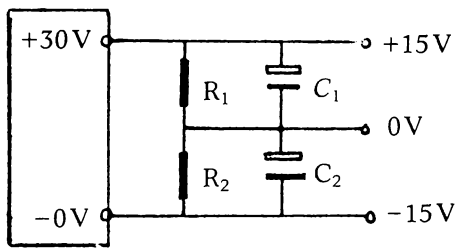


Fig. 2



Alimentation stabilisée fixe 30 V

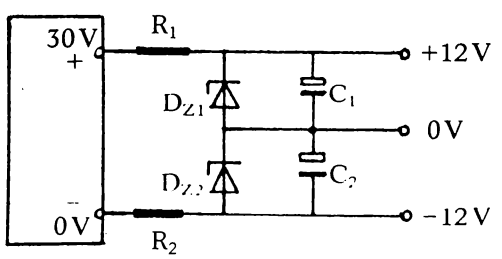
$R_1 = R_2 = 10\ k\Omega$

$C_1 = C_2 = 10$ à $100\ \mu F/25\ V$

I absorbée par cellule

RC ≈ 10 mA

Fig. 3



$I_Z \approx 10\ mA$; $I_S \approx 20\ mA$

Chute dans $R_1 ... R_2 = 3\ V$ pour

$R_1 = R_2 = 100\ \Omega$

$C_1 = C_2 = 10$ à $100\ \mu F/25\ V$

$D_{Z1} = D_{Z2} = 12\ V$ - 10 mA

Fig. 4

1.3. Tests de fonctionnement de l'amplificateur opérationnel

Avant toute étude expérimentale d'un montage, il est nécessaire de procéder à la vérification du composant utilisé. On travaillera sur le « module amplificateur opérationnel » (fig. 12), réalisé sur circuit imprimé et protégé par un boîtier transparent. Les connexions de montage se font sur les « douilles bananes » repérées et fixées sur le boîtier. Le module est monté sur une plaque isolante à douilles, sur laquelle on enfiche les composants R et C extérieurs à l'amplificateur opérationnel.

1.3.1. Fonctionnement en « boucle ouverte »

(fig. 5) L'amplificateur opérationnel est *saturé* et Ⓥ indique les « butées » $\mathbb{V}_{sat+}$ ou $\mathbb{V}_{sat-}$, soit ± 13 V ou ± 14 V suivant les types. Ⓥ calibres 15 V ou 30 V ; $v_{e+} = v_{e-} = 0$ V ; la saturation de l'amplificateur opérationnel est due à la tension d'offset v_{i_0}, amplificateur opérationnel 741 « non compensé ».

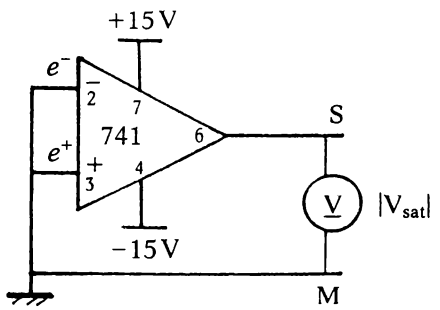


Fig. 5

1.3.2. Fonctionnement en « suiveur »

L'amplificateur opérationnel est en « *boucle fermée* » (fig. 6), à contre réaction totale puisque v_S est réinjectée sur e^- ; $v_{e-} = v_S$ et $v_{e+} = 0$; Ⓥ indique V_{i_0} d'offset ≃ 1 à 5 mV ; on utilisera un voltmètre numérique de faible calibre. On peut réaliser un « préréglage » de la compensation d'offset v_{i_0} au « minimum » par le potentiomètre ajustable de 10 kΩ. L'opération est difficile, on observe un basculement rapide de V_{sat+} à V_{sat-}.

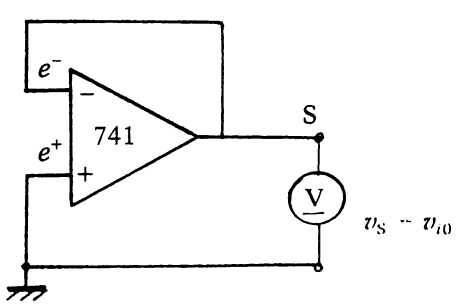


Fig. 6

1.3.3. Compensation de $v_{I_{offset}}$ par un montage amplificateur à réaction (fig. 7)

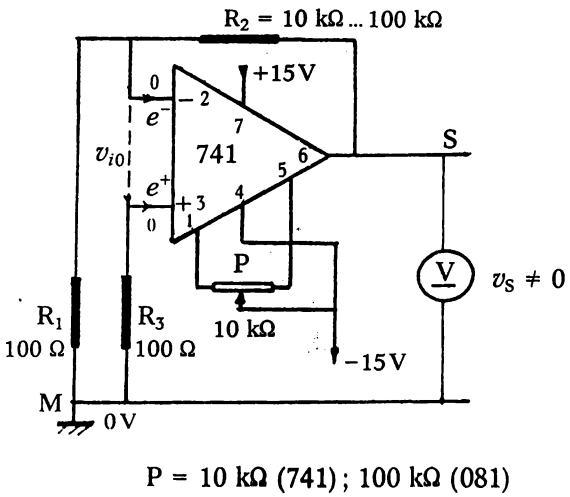
Sans compensation de $v_{i_{offset}}$

On a :

$$\frac{v_{i_0}}{R_1} = \frac{v_S}{R_1 + R_2} \Rightarrow v_S = v_{i_0} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{v_S}{v_{i_0}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} \text{ si } R_1 \ll R_2$$

Ici, $A_v \simeq 100$ pour $R_2 = 10$ kΩ et $A_v \simeq 1\,000$ pour $R_2 = 100$ kΩ (ce montage sera étudié plus tard d'une manière détaillée). On choisira R_2 selon A_v désirée. Pour $v_{i_0} \simeq 1$ mV $\Rightarrow v_S = 100$ mV ou 1 V selon R_2.



P = 10 kΩ (741) ; 100 kΩ (081)

Fig. 7

Compensation précise de la tension d'offset v_{i_0}

On ajuste P pour obtenir à Ⓥ numérique multicalibres $v_S \simeq 0$ V ; l'équilibrage est plus facile avec ce système amplificateur.

Pour compenser l'influence perturbatrice des courants de polarisation des transistors d'entrée (§ 1-41 - fig. 8), on monte le résistor $R_3 \simeq \{R_1 \,//\, R_2\} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \simeq 100$ Ω, en série dans l'entrée e^+ dont le potentiel reste pratiquement nul puisque $i^+ \simeq 0$.

Vérifier l'influence de la température en approchant un fer chaud de l'amplificateur opérationnel : on a une dérive thermique et on constate que $v_s \neq 0$.

En cas d'instabilité observée à l'oscilloscope en sortie, due à des oscillations parasites, découpler l'alimentation double par condensateur entre $+V_{CC}$ et masse, et $-V_{CC}$ et masse (C_3 et C_4 - fig. 1). La compensation est indispensable au bon fonctionnement de l'amplificateur opérationnel si la précision requise est souhaitée (pour des appareils de mesures par exemple), et surtout pour des amplificateurs opérationnels de qualité courante (741...).

2. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE DES MONTAGES DE BASE À AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

MESURE N° 1

L'amplificateur linéaire « non-inverseur »

On aborde ici l'étude des montages à *rétroaction* (réaction négative de la sortie sur l'entrée e^-) dits en « *boucle fermée* ». On a déjà vu que pour le fonctionnement en *amplification linéaire* l'amplificateur opérationnel est soumis à une contre-réaction externe.

1. PRINCIPE DE LA CONTRE-RÉACTION

C'est une réaction *négative* ou *rétroaction* obtenue en prélevant une fraction $k v_S$ de la tension de sortie pour la réinjecter *sur l'entrée négative* e^- (fig. 1) $k \in [0; 1]$. On travaille donc en boucle fermée de S sur e^-. Le réseau de rétroaction est constitué par le couple passif de résistors $\{R_1, R_2\}$. La tension d'entrée v_e est appliquée sur l'entrée e^+ soit $v_e \mathrel{\widehat{=}} v_{e+}$.

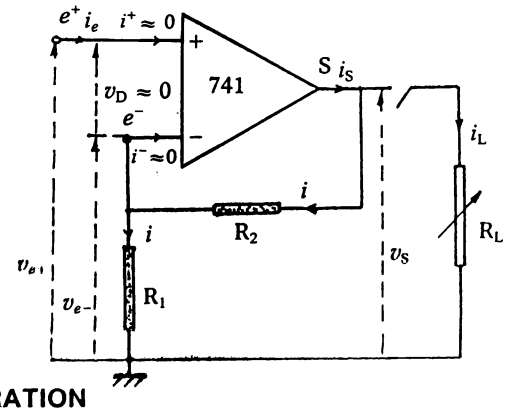


Fig. 1

2. PRÉPARATION

2.1. Réaliser le montage d'étude (fig. 1). On prendra $R_1 = 10$ kΩ; $R_2 = 100$ kΩ... 39 kΩ... 470 kΩ variable.

2.2. Montrer que $v_D = v_{e+} - v_{e-} = v_e - \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} v_S$; soit $v_D = v_e - k v_S$ avec $k = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}$.

2.3. Tirer la relation de $v_S = f(v_e)$ et exprimer l'amplification de tension $A_v = \dfrac{v_S}{v_e}$.

2.4. Avantages de ce montage, pourquoi l'appelle-t-on non-inverseur, comment évaluer sa résistance d'entrée? $\left(R_e = \dfrac{v_e}{i_e}\right)$

2.5. À l'aide de la figure 2 représentant le schéma fonctionnel du dispositif (fig. 1), représenter le diagramme vectoriel des tensions (les vecteurs sont supposés colinéaires).

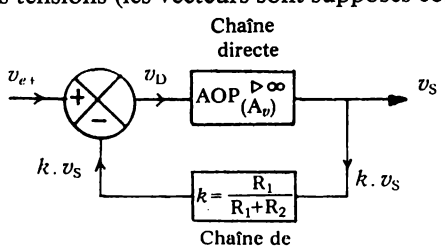


Fig. 2

2.6. Préciser la validité des relations trouvées et les conditions imposées en fréquence et amplitude de v_e dans l'hypothèse d'un fonctionnement linéaire. Pour $R_1 = 10$ kΩ; $R_2 = 100$ kΩ, *calculer* A_v et $\widehat{V}_{e\ max}$ si $|V_{sat}| = 14$ V.

Déterminer la fréquence de coupure fc sachant que $A_v \cdot fc = A_0 \cdot f_0 = fu$ avec $fu = 1$ MHz (741) et 4 MHz (081) (voir remarque § 1.4.3 - AOP réel - § 1.4).

2.7. Tracer la caractéristique de transfert $v_S = f(v_e)$; construire les chronogrammes de $v_{S(t)}$ et de $v_{e(t)}$ pour un signal v_e de forme triangulaire symétrique, alternatif $\sim$, de 5 V de crête et de fréquence 1 kHz; échelles : 2 mm $\mathrel{\widehat{=}}$ 1 V, 2 mm $\mathrel{\widehat{=}}$ 0,1 ms.

2.8. Cas particulier : **le montage « suiveur »**. On réalise le montage (fig. 3) par « bouclage direct » de S sur e^-. C'est une contre réaction totale avec $k = 1$ puisqu'on réinjecte v_s sur e^-, avec $R_2 = 0$, $R_1 = \infty$ (débranché).

Calculer A_v. Quelles sont les propriétés de ce montage? (Considérer les résistances d'entrée et de sortie.) Quel est alors son intérêt et quelle utilisation essentielle peut-on envisager?

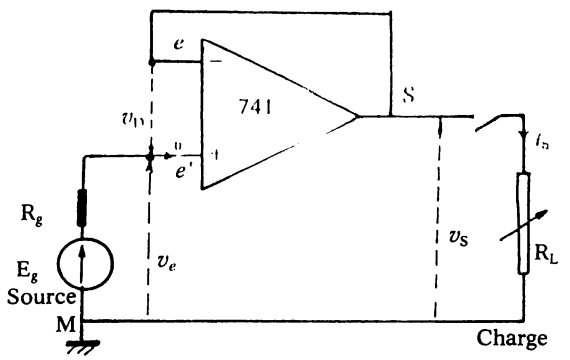


Fig. 3

Indications

2.2. et 2.3. $i^- = 0 \Rightarrow v_{e-} = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_S$; (R_1, R_2) diviseur de tension à circuit ouvert;

$v_D = v_{e+} - v_{e-} = v_e - \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_S$

soit $v_D = v_e - k v_S$ et $v_D \simeq 0 \Rightarrow v_S = \dfrac{v_e}{k}$

$\Rightarrow v_S = \dfrac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot v_e$ donc $A_v = \dfrac{v_S}{v_e} = \dfrac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \dfrac{R_2}{R_1}$

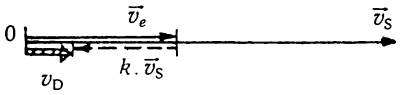
et $k = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}$; $A_v = \dfrac{1}{k}$

2.4. L'amplification de tension A_v (ou fonction de transfert T) est ici un nombre *réel* positif en signaux sinusoïdaux; A_v ne dépend que des composants externes de rétroaction $\{R_1, R_2\}$; elle est indépendante de l'amplificateur opérationnel, c'est-à-dire des dérives du montage (variations de tensions de polarisation, de température, du vieillissement...).

Le montage est amplificateur *non-inverseur* puisque v_S et v_e sont de même signe ou en phase (en signaux variables ∿, ⎍⎍⎍, ⩙, ...). On le reconnaît rapidement en remarquant que v_e est appliquée sur l'entrée e^+.

La résistance d'entrée est très élevée : $R_e = \frac{v_e}{i_e}$ puisque $i_e \simeq 0$, donc le montage ne charge pas la source d'entrée ($R_e \to \infty$... 10^3 MΩ et $r_S \to 0$... 10 mΩ).

2.5. Diagramme vectoriel (fig. 4).



• Pratiquement : $\vec{v}_D = \vec{v}_e - k\vec{v}_S$ et $\vec{v}_D \simeq \vec{0}$

Fig. 4

2.6. Validité : quelle que soit la forme de v_e (⎓, ∿, ⎍⎍⎍, ⩙) pour les faibles fréquences où $A_v \simeq A_{v_0}$ en *régime linéaire*, on doit imposer : $\hat{V}_S < |V_{sat}|$ soit $\hat{V}_e$ telle que $\hat{V}_S = \hat{V}_e \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} < |V_{sat}| \Rightarrow \hat{V}_e < |V_{sat}| \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ soit $\hat{V}_e < \frac{|V_{sat}|}{A_v}$. Le fonctionnement est indépendant de $i_S = i_L$, donc de la charge R_L parce que $r_S \simeq 0$, si $i_S < I_{S\,max}$ (20 à 25 mA).

Pour $R_1 = 10$ kΩ ; $R_2 = 100$ kΩ $\Rightarrow A_v = 1 + \frac{100}{10} = 11$ donc $G_v = 20\ lg\ A_v \simeq 20$ dB ; $\hat{V}_e < \frac{14}{11} \simeq 1{,}3$ V.

Pour $R_1 = 10$ kΩ ; $R_2 = 39$ kΩ $\Rightarrow A_v = 5$; $G_v \simeq 14$ dB ; $\hat{V}_e < 2{,}8$ V.

fc de coupure : $fc = \frac{fu}{A_v} = \frac{10^6}{11} \simeq 100$ kHz (741) et $fc = \frac{4 \times 10^6}{11} \simeq 400$ kHz (081).

Si A_v diminue, fc augmente : pour $A_v = 5 \Rightarrow fc \simeq 200$ kHz (741) et 800 kHz (081).

Conclusions

Pour le couple (10 kΩ ; 100 kΩ), la courbe de réponse $G(f)$ présente un palier à 20 dB jusqu'à environ 100 kHz (741) (f de coupure à −3 dB) soit 17 dB. La contre réaction aplatie la courbe de réponse, mais la réponse en fréquence est élargie sur une large gamme. On atténue donc les défauts de non-linéarité (distorsions de v_s) et on augmente la stabilité de fonctionnement de l'amplificateur (fig. 5). On notera que A_v est limitée par le rapport $\frac{R_2}{R_1}$ du fait que R_2 ne peut être trop grande et R_1 trop petite avec un 741 ($R_{2\,max} \simeq 100$ kΩ).

En revanche, avec le 081 (entrée à JFET) on peut se permettre des résistances plus élevées (quelques MΩ).

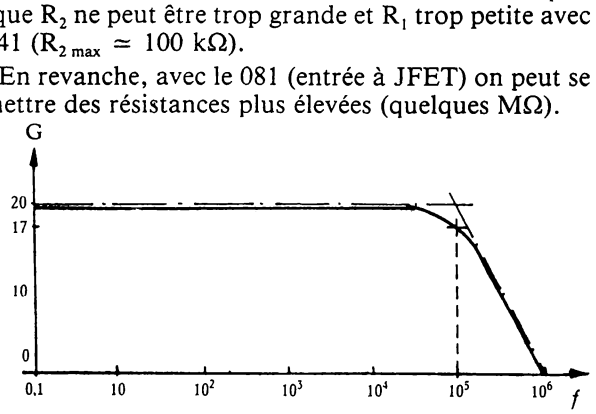


Fig. 5

2.7. Caractéristique de transfert et chronogrammes (fig. 6).

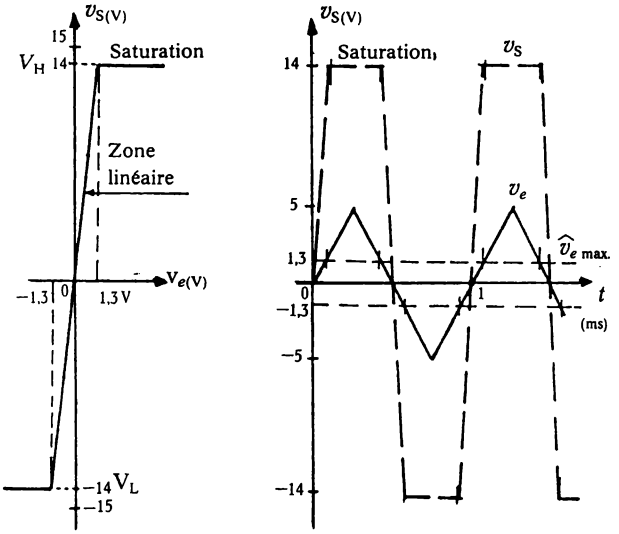


Fig. 6

2.8. « **Suiveur** » : on a $A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 \Rightarrow v_S = v_e$. v_S « suit » v_e ; c'est un étage « *suiveur de tension* », amplificateur de courant cependant ($i_e \simeq 0{,}1$ nA et $i_S = 10$ mA $\Rightarrow A_i \simeq \frac{i_S}{i_e} \simeq 10^8$) ; il se caractérise par sa grande résistance d'entrée ($R_e > 500$ MΩ) et sa faible résistance de sortie ($r_S \ll 1$ Ω). Il est donc utilisé en interface *séparateur ou adaptateur d'impédance* entre une source de résistance interne élevée et une charge R_L de faible résistance (il transforme la source $\{E_g ; R_G\}$ en une source de tension $\{E_g ; 0\}$ quelle que soit $i_S < i_{S\,max}$).

Exemple : Transformation d'un Ⓥ analogique, magnéto-électrique Ω de faible résistance interne, en Ⓥ électronique à grande résistance d'entrée.

Application : mesure de la fém d'une source sans débit.

3. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

Dans le montage pratique (fig. 1) sur « module amplificateur opérationnel », il est conseillé de monter en série, dans l'entrée e^+ le résistor R_3 d'équilibrage des courants de polarisation d'entrée (voir § 1.4). On prendra $R_3 = \{R_1 // R_2\} \simeq 10$ kΩ.

3.1. Avec **l'amplificateur opérationnel 741**, relever en continu la caractéristique de transfert $v_S = f(v_e)$ pour $v_e \in [-1{,}5 ; +1{,}5$ V] ; déterminer le domaine de linéarité, l'amplification $A_v = \frac{v_S}{v_e}$; comparer avec $A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. Commenter.

Pour $v_e = 1$ V ⎓, $R_1 = 10$ kΩ ; R_2 variable de 0 à 470 KΩ. Relever v_S. Conclure.

Observer les oscillogrammes de v_e et v_S pour diverses formes de v_e avec un générateur de fonctions (∿, ⩙ , ⎍⎍⎍) pour les fréquences de 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz avec $\hat{V}_e = 1$ V constante. Déduire A_v et commenter.

3.2. Avec **l'amplificateur opérationnel 081** et $R_1 = 10$ kΩ ; R_2 variable de 0 à 470 kΩ et v_e *sinusoïdal*, $\hat{V}_e = 1$ V constante.

Observer v_e et v_s en fonction de la fréquence {100 Hz ; 100 kHz} à $R_2 = 100\ k\Omega$. Déduire A_v et $v_{e\,max}$ pour les fréquences extrêmes sans distorsion. Existe-t-il un déphasage de v_s sur v_e ?

Observer v_e et v_s pour $f = 1$ kHz et R_2 variable. $v_e < v_{e\,max}$ soit $\hat{V}_e = 1$ V constante. Déduire A_v.

Observer v_e et v_s pour $f = 1$ kHz, $R_2 = 100\ k\Omega$ et v_e variable de 100 mV à $\hat{V}_{e\,max}$. Déduire A_v et la tension de saturation de v_S. Influence de i_S.

3.3. Étude de la réponse en fréquence à vide à v_e constante

Aux faibles signaux d'entrée ∿ : régler v_e pour $\hat{V}_S = 0{,}5$ V. Relever $A_v = g(f)$ pour $f \in \{0 ; 100$ Hz ; 1 kHz ; 10 kHz ; 100 kHz ; 1 MHz$\}$; déterminer la fréquence de coupure fc pour $A_v = \frac{A_{v0}}{\sqrt{2}}$ (à -3 dB).

Tracer $A_v = g(f)$ et $G_v = g(f)$ avec f en échelle logarithmique et A_v, G_v en échelles linéaires.

Aux grands signaux d'entrée ∿ : régler v_e pour $\hat{V}_s = 10$ V, et faire le même travail que précédemment. Conclusions.

Attention !

Si on attaque l'entrée par une source composite avec un signal variable v_e superposé à une *composante continue*, prévoir un condensateur en série dans l'entrée e pour bloquer le continu et éviter la saturation de l'amplificateur opérationnel ($C \simeq 0{,}1\ \mu F$ à $1\ \mu F$).

3.4. Montage suiveur : avec 081 - $|V_{CC}| = 15$ V

En continu pour $v_e = +4{,}5$ V puis $v_e = -4{,}5$ V (en retournant la pile) noter v_S pour $i_s = 0$ et $i_s = 10$ mA.

En sinusoïdal à $f = 1$ kHz pour $\hat{V}_e = 1$ V constante puis pour $\hat{V}_e = 15$ V ; observer v_e et v_S à l'oscilloscope. Conclure. Influence de i_S à vide et en charge ($i_S = 10$ mA). Déduire les limites de validité du modèle en traçant $v_S = f(i_S)$ en charge sur R_L.

TRAVAUX PRATIQUES

Applications

On veut mesurer la fém $\mathbb{E}$ du générateur (fig. 7*a*) constitué d'une pile de 4,5 V en série avec un résistor R de 100 kΩ. Si l'on effectue la mesure avec un Ⓥ magnéto-électrique de résistance interne spécifique de 10 kΩ/V sur le calibre 5 V, quelle lecture obtient-on ? Cette mesure ne vous convient pas et vous décidez d'utiliser alors le dispositif à amplificateur opérationnel représenté figure 7*b*. Identifiez ce montage et indiquez alors la mesure obtenue au voltmètre. Conclure.

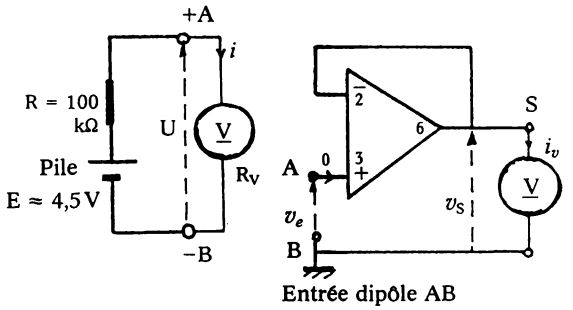


Fig. 7

Indications

Mesure avec Ⓥ : on a $U = \mathbb{E} - R_i$ et avec $i = \frac{\mathbb{E}}{R + R_V}$ on a $U = E - \frac{RE}{R + R_V}$ donc $U \neq \mathbb{E}$; soit : $U = 4{,}5 - \frac{100 \times 4{,}5}{100 + 50} \simeq 1{,}5$ V

(puisque $R_V = 10\ k\Omega/V \times 5 = 50\ k\Omega$) donc on n'obtient pas la vraie valeur de $\mathbb{E}$ si R interne est élevée par rapport à $R_Ⓥ$; le voltmètre introduit par son branchement un débit i non négligeable (30 mA) et la mesure de $\mathbb{E}$ est inacceptable par cette méthode.

Mesure à l'aide du montage *suiveur* « adaptateur-séparateur » d'impédance de résistance d'entrée élevée (supérieure à 100 MΩ pour le 741 et à 10^6 MΩ pour le 081). La mesure se fait donc sans débit de la pile $i^+ \simeq 0$ et $v_S = v_e = \mathbb{E} \simeq 4{,}5$ V.

3.5. Mesure de la résistance d'entrée et de la résistance de sortie d'un amplificateur

3.5.1. Mesure de la résistance d'entrée d'un amplificateur (fig. 8)

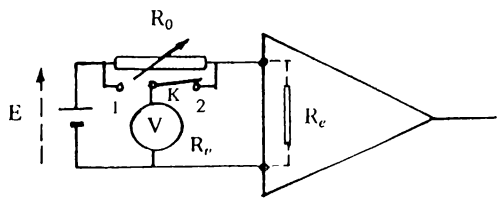


Fig. 8

Méthode

Commutateur K en position 1, on lit V_1 (ou d_1 divisions) ; puis K en position 2, on règle R_0 pour obtenir $V_2 = \frac{V_1}{2}$ (ou $d_2 = \frac{d_1}{2}$ divisions) ; soit $R_e = R_0$; ceci n'est vrai que dans l'hypothèse où $R_v \gg R_e$; sinon on obtient réellement $R_0 = \{R_e \,//\, R_v\} \Rightarrow R_e = \frac{R_0 \cdot R_v}{R_v - R_0}$.

3.5.2. Mesure de la résistance de sortie d'un amplificateur (fig. 9)

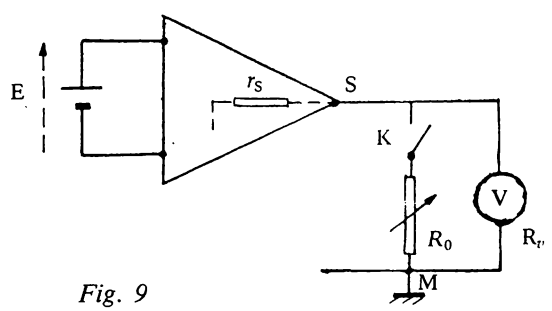


Fig. 9

Méthode

Interrupteur K ouvert, on lit V_1 (ou d_1 divisions), puis K fermé, on règle R_0 pour obtenir $V_2 = \frac{V_1}{2}$ (ou $d_2 = \frac{d_1}{2}$ divisions). C'est toujours la méthode dite « de la demi-déviation ». On obtient alors $r_S = R_0$. Pratiquement, on a toujours $R_v \gg r_s$.

MESURE N° 2

L'amplificateur linéaire « inverseur »

1. Préparation

À l'aide du montage de principe (fig. 1) dans lequel la tension v_e à amplifier est appliquée sur l'entrée e^- inverseuse :

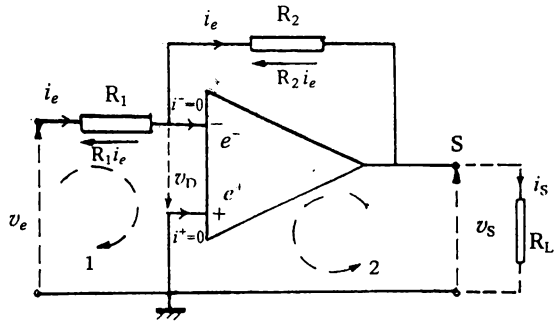


Fig. 1

1.1. Montrer que l'amplification en tension $A_v = \frac{v_S}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1}$. Conclure.

1.2. Quelle est la résistance d'entrée du montage $R_e = \frac{v_e}{i_e}$. Conclure.

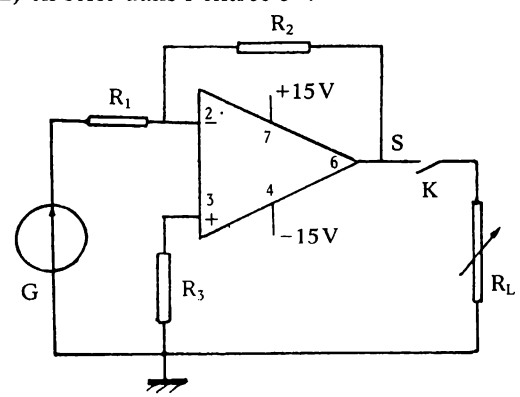
1.3. Prédéterminer la tension maximale $\hat{v}_e$ pour fonctionner en régime d'amplification linéaire.

L'amplificateur opérationnel est polarisé de façon symétrique $\mathbb{V}_{CC} = \pm 15$ et $\mathbb{V}_{sat} = \pm 14$ V.

1.4. Établir le bilan des puissances : P_e fournie à l'entrée par le générateur de tension v_e, P_S reçue à la sortie par la charge R_L. Calculer le rapport $\frac{P_S}{P_e}$ et conclure.

2. Étude expérimentale

Pour l'étude pratique, on branchera le résistor R_3 (fig. 2) en série dans l'entrée e^+.



R_1 = 10 kΩ ; R_2 = 100 kΩ
R_3 = 10 kΩ ; R_L = 1 kΩ à 10 kΩ
AOP – 741... 081
G générateur de fonctions
⎓ ∿ ⎍⎍

Fig. 2

2.1. *Amplificateur à vide*

R_L de charge non branchée.

Étude statique : en continu, pour $R_1 = 10$ kΩ; $R_2 = 100$ kΩ et v_e variable de -2 V à $+2$ V, tracer la caractéristique de transfert $v_S = f(v_e)$; déduire $A_v = \frac{v_S}{v_e}$ en linéaire et comparer à $A_v = -\frac{R_2}{R_1}$ (aux tolérances près des résistors).

Pour $v_e = 0{,}5$ V constante (à 1 V suivant l'amplificateur opérationnel utilisé et la tension $\mathbb{V}_{CC}$ ±12 V... ±15 V disponible) et R_2 variable dans la gamme 10 à 200 kΩ, vérifier que $A_v = -\frac{R_2}{R_1}$ en linéaire et déterminer le régime de saturation de l'amplificateur opérationnel. Retrouver la condition de non saturation

$$\hat{V}_e \leq \frac{\mathbb{V}_{sat}}{|A_v|} \Rightarrow \hat{V}_e \leq \left|\frac{R_1}{R_2}\right| \mathbb{V}_{sat}$$

Étude dynamique : en alternatif avec v_e signal sinusoïdal variable en amplitude et en fréquence.

— À $f = 1$ kHz constante et $\hat{V}_e \in [0\,;\,2\text{ V}]$ variable; visualiser à l'oscilloscope en bicourbe $v_{e(t)}$ et $v_{S(t)}$; déduire A_v, $\hat{V}_{e\,max}$ et V_e efficace maximale en régime linéaire; relever l'oscillogramme de la caractéristique de transfert $v_S = f(v_1)$ en XY. Dans les 2 zones de fonctionnement, en régime linéaire et saturé, observer la tension différentielle et conclure.

— Dans les mêmes conditions de fonctionnement linéaire, à l'aide d'un générateur de fonctions ∿, ⩙, ⎍⎍, observer v_S et v_e pour $v_e = 1$ V crête à crête constante et $f = 1$ kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz. Noter la distorsion de forme de v_S et le déphasage de v_S sur v_e.

— Pour $v_e = 1$ V crête à crête constante en sinusoïdale f variant de 0 à 100 kHz, tracer la courbe de réponse de l'amplificateur $G_v = g(f)$; déduire la fréquence de coupure à -3 dB $\left(\text{pour } A_v = \frac{A_{v_0}}{\sqrt{2}}\right)$.

En notation complexe (pour le sinusoïdal) on a vu que $\underline{A_v} = \frac{\underline{v_S}}{\underline{v_e}} = -k \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \frac{f}{f_C}}$ où $k = \frac{R_2}{R_1} = |A_{v_0}|$ et f_C fréquence de coupure ; $f_C = \frac{f_t}{k} \simeq \frac{10^6}{|A_v|}$; f_t est la fréquence unitaire de transition pour $|A_v| = 1$ [1 MHz (741), 4 MHz (080)].

2.2. *Amplificateur en charge*

Pour R_L de charge variable de 1 kΩ à 10 kΩ; v_e ∿ choisi pour le régime linéaire. Observer v_s à l'oscilloscope, pour f constante = 1 kHz. Tirer $v_s = f(R_L)$. Conclure.

Indications

Le fléchage des courants (fig. 1) est arbitraire.

1.1. dans la maille ① on a : $v_e - R_1 i_e + v_D = 0$
dans la maille ② on a : $v_S - R_2 i_e + v_D = 0$

$\Rightarrow$ avec $i^+ = i^- \simeq 0$ et $v_D \simeq 0$ en linéaire, il vient :

$$\left.\begin{array}{l} v_e = R_1 i_e \\ v_S = -R_2 i_e \end{array}\right\} \Rightarrow A_v = \frac{v_S}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

A_v est réelle mais négative ; le montage est inverseur donc avec v_e variable v_S est en ***opposition de phase*** sur v_e. On peut régler A_v à l'aide de R_2 variable. Le module de A_v est imposé par les composants externes (R_1 ; R_2) qu'il faudra choisir soigneusement en qualité et précision pour une bonne fiabilité (précision des composants, dérive thermique des résistors).

1.2. Résistance d'entrée de l'amplificateur inverseur : $R_e = \frac{v_e}{i_e} \simeq R_1$; il faut donc choisir R_1 suffisamment élevée pour limiter i_e, mais pour A_v donné cela entraîne R_2 élevée. Pour la stabilité du fonctionnement on limite R_2 pour le « 741 ». Avec le « 081 » on peut adopter des résistances plus grandes (quelques MΩ).

1.3. Pour le régime linéaire on a la condition imposée

$$|\hat{V}_e| \leq \frac{V_{sat}}{|A_v|} \Rightarrow |\hat{V}_e| \leq \frac{R_1}{R_2} \cdot V_{sat}.$$

Pour le montage (fig. 2) on aura :

$$A_v = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{100}{10} \Rightarrow \underline{A_v = -10}\ ; |\hat{V}_e| \leq \frac{10}{100} \cdot 14$$

$$\Rightarrow \underline{|\hat{V}_e| \leq 1{,}4\ V} \text{ et } R_e = R_1 = \underline{10\ k\Omega}.$$

Remarques

1. On dit souvent que l'entrée e^- est une *masse « fictive » ou « virtuelle »* mais il faut préciser que le potentiel en e^- est considéré comme un potentiel masse (ou zéro) par le fait que $v_D \simeq 0$ entre e^- et e^+, en régime linéaire où les hypothèses de l'amplificateur opérationnel parfait sont admises ($v_D \simeq 0$; $i^+ = i^- \simeq 0$). La liaison e^+ à e^- est *bien fictive* puisque les entrées e^- et e^+ sont pratiquement au même potentiel, mais d'autre part il n'y a pas de courant entre e^+ et e^-, c'est-à-dire pas de liaison entre eux.

Donc attention aux calculs par la « masse fictive » où l'entrée e^- est considérée au potentiel 0, et au danger du point de vue expérimental si les hypothèses ci-dessus ne sont pas respectées (notamment en régime de saturation-commutation $v_D \neq 0$). Logiquement on devrait écrire les équations suivantes :

$$i_e = \frac{v_e - v^-}{R_1} = \frac{v^- - v_S}{R_2} \Rightarrow \frac{v_e}{R_1} = -\frac{v_S}{R_2} + v^-\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)$$

soit : $\frac{v_e}{R_1} = -\frac{v_S}{R_2}$ si $v^- \simeq 0$ soit finalement comme $v^+ = 0 \Rightarrow v^+ = v^- \simeq 0$ et $v_D \simeq 0$ comme hypothèse. On retrouve alors les résultats du 2.1.

2. R_3 monté dans l'entrée e^+ compense le déséquilibre dû aux courants de polarisation d'entrées suivant le schéma équivalent (fig. 3). On montre que $R_3 = \{R_1 \,//\, R_2\}$. En régime statique avec $v_e = 0$ on a : I_b^+ et I_b^- et $\varepsilon \neq 0$; on tire : $R_3 I_b^+ = v^+$ et $\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot I_b^- = v^-$; et pour annuler la tension de décalage ε avec $I_b^+ \simeq I_b^-$, il faut choisir $R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \{R_1 \,//\, R_2\}$.

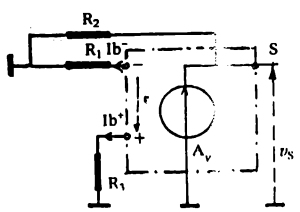


Fig. 3

1.4. **Bilan des puissances** : sur (fig. 1) on a :

$$P_e = v_e \cdot i_e \text{ et } P_S = v_S \cdot i_S ;$$

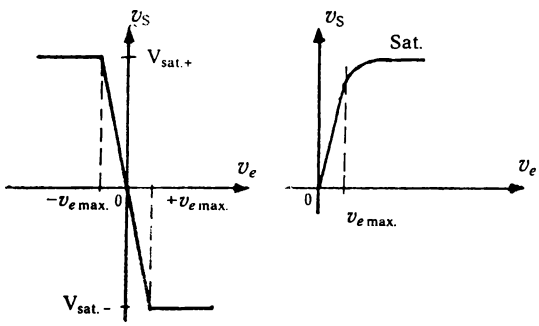
soit $P_e = \frac{v_e^2}{R_1}$ et $P_S = \frac{v_S^2}{R_L} = \frac{A_v^2 \cdot v_e^2}{R_L} \Rightarrow \frac{P_S}{P_e} = A_v^2 \cdot \frac{R_1}{R_L}$;

donc pour les valeurs $R_1 = 10\ k\Omega$; $R_2 = 100\ k\Omega$; $R_L = 1\ k\Omega$, on a $\frac{P_S}{P_e} = 10^2 \times 10 = 10^3$

et pour $R_L = 10\ k\Omega \Rightarrow \frac{P_S}{P_e} = 10^2$. P_e est fournie par le générateur d'entrée et dissipée dans R_1 ; P_S est reçue par la charge R_L et vient de la source symétrique d'alimentation $\pm V_{CC}$.

Étude expérimentale

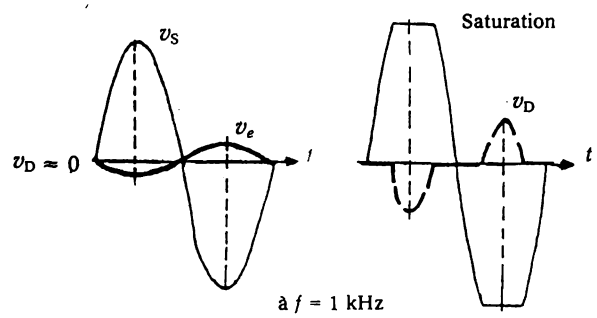
En statique $\overline{\overline{\ }}$ on a saturation pour $|v_e| \geq 1{,}4$ V avec $A_v = -10$. On a l'allure des caractéristiques (fig. 4) ; en dynamique les oscillogrammes (fig. 5) à $f = 1$ kHz.



ⓐ en statistique v_e continue

ⓑ en dynamique v_e sinusoïdale $f = 1$ kHz

Fig. 4



ⓐ sans saturation

$v_D \simeq 0$

$\hat{v}_e < \hat{v}_{e\,max.}$

ⓑ avec saturation

$v_D \neq 0$

$\hat{v}_e > \hat{V}_{e\,max.}$

Fig. 5

En charge sur R_L : en « boucle fermée », la résistance de sortie de l'amplificateur est très faible. On a $r_S \simeq \frac{r_{S_0}}{A_0} \Rightarrow$ soit avec r_{S_0} en boucle ouverte $\simeq 75\ \Omega$ et $A_0 \simeq 2 \times 10^5$, $r_S \simeq 1\ m\Omega$.

Donc si $v_S = A_{v_0} \cdot v_e \frac{R_L}{R_L + r_S} = A_{v_0} \cdot v_e \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_S}{R_L}}$

$\Rightarrow v_S = A_{v_0} \cdot v_e$ en fonctionnement linéaire puisque $\frac{r_S}{R_L} \simeq 0$; A_{v_0} amplification à vide : $A_{v_0} \simeq A_{v_L} \simeq -\frac{R_2}{R_1}$.

MESURE N° 3

Les opérateurs mathématiques

TRAVAUX PRATIQUES 1

L'additionneur

1. Préparation

1.1. Retrouver la fonction de transfert du dispositif « additionneur-inverseur » représenté (fig. 1), telle que $v_S = -R\left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \dots \frac{v_n}{R_n}\right)$.

On retiendra toujours l'hypothèse du fonctionnement en régime linéaire avec $v_D \simeq 0$, $i^+ = i^- \simeq 0$.

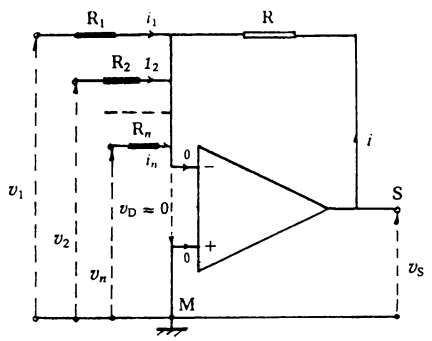


Fig. 1

1.2. Pour 2 entrées v_1 et v_2, avec $R = R_1 = R_2 = 10\ k\Omega$, donner l'expression de v_S. Conclure.

1.3. On réalise le dispositif (fig. 2); identifier ce montage; donner l'expression de $\frac{v_S}{v_0}$, puis de $\frac{v_0}{v_1 + v_2}$ et déduire $\frac{v_S}{v_1 + v_2}$; comment choisir les résistances pour que $v_S = v_1 + v_2$?

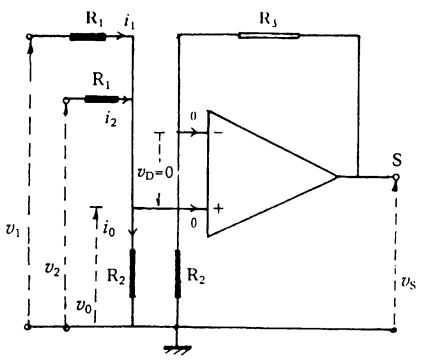


Fig. 2

2. Étude expérimentale

Fig. 3 : avec $R = R_1 = R_2 = 10\ k\Omega$ et $R_3 = \{R \,//\, R_1 \,//\, R_2\}$ dans l'entrée e^+, $R_3 = 3{,}3$ k.

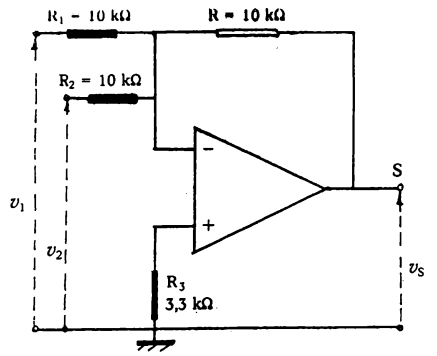


Fig. 3

2.1. En continu pour $v_1 = 1{,}5$ V; $v_2 = 4{,}5$ V mesurer v_S puis pour $v_1 = 1{,}5$ V; $v_2 = -4{,}5$ V mesurer v_S. Conclure.

2.2. Avec un générateur de fonctions possédant un réglage de l'offset, avec v_1 sinusoïdale de fréquence $f = 1$ kHz et d'amplitude $\hat{V}_1 = 1$ V et v_2 continue réglable de -12 à $+12$ V, observer les oscillogrammes de v_S. Conclure.

2.3. Avec v_1 et v_2 de même amplitude et de fréquences $f_1 \simeq f_2$, observer v_S. Conclure.

2.4. Avec v_1 et v_2 toujours sinusoïdales, de même amplitude $\hat{v}_1 = \hat{v}_2 = 0{,}5$ V et de fréquences différentes $f_2 \simeq 10\,f_1$, observer v_S. Conclure.

Indications

1.1. En appliquant la loi des mailles sur les entrées (fig. 1), on a : $v_1 - R_1 i_1 = 0$; $v_2 - R_2 i_2 = 0$; ... $v_n - R_n i_n = 0$; la loi des nœuds donne : $i = -(i_1 + i_2 + \dots + i_n)$

$$\Rightarrow i = \frac{v_S}{R} = -\left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \dots + \frac{v_n}{R_n}\right)$$

$$\text{d'où } v_S = -R\left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \dots + \frac{v_n}{R_n}\right)$$

et en prenant $R = R_1 = R_2 = \dots R_n$ on a $v_S = -\sum_{i=1}^{n} v_i$ ⇒ **additionneur inverseur.**

1.2. $v_S = -(v_1 + v_2)$.

1.3. (fig. 2) avec $v_D = 0$, $v_0 \simeq v^- = v_s \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3}$

$$\Rightarrow \frac{v_S}{v_0} = \frac{R_2 + R_3}{R_2} \quad (1)$$

pour les courants $i_0 = i_1 + i_2 = \frac{v_1 + v_2 - 2v_0}{R_1}$

$$\text{donc } v_0 = R_2 i_0 \Rightarrow v_0 = \frac{R_2}{R_1}(v_1 + v_2 - 2v_0)$$

$$\Rightarrow v_1 + v_2 = \frac{R_1}{R_2} v_0 + 2v_0 \Rightarrow v_1 + v_2 = v_0\left(\frac{R_1}{R_2} + 2\right)$$

d'où $\frac{v_0}{v_1 + v_2} = \frac{R_2}{R_1 + 2R_2}$ (2); en multipliant (1) et (2) on tire : $\frac{v_S}{v_1 + v_2} = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + 2R_2} \Rightarrow v_S = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + 2R_2}(v_1 + v_2)$.

On a réalisé un **additionneur non inverseur**; pour que $v_S = v_1 + v_2$ il faut que $R_3 = R_1 + R_2$; par exemple pour $R_1 = R_2 = 10\ k\Omega$, on prendra $R_3 = 20\ K\Omega$, on fera la vérification expérimentale en continu.

Applications : mélangeur de signaux BF.

TRAVAUX PRATIQUES 2

Le soustracteur

1. Préparation

1.1. Retrouver la fonction de transfert du montage « soustracteur » représenté (fig. 4) et montrer que $v_s = \frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1)$.

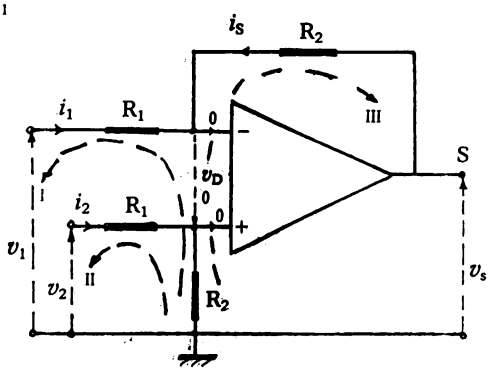


Fig. 4

1.2. Pour $R_1 = 10\ k\Omega$ et $R_2 = 100\ k\Omega$, calculer Av, et les résistances « vues » entre chacune des entrées et la masse. Remarques et conclusions pratiques.

2. Étude expérimentale

Avec un amplificateur opérationnel « TL 081 ».

2.1. En continu : pour $R_1 = R_2 = 470\ k\Omega$, $V_{CC} = \pm 15$ V, vérifier avec $v_1 = 4{,}5$ V et v_2 variable de $-4{,}5$ V à $+9$ V que $v_s = v_2 - v_1$.

2.2. En alternatif : pour v_1 sinusoïdale $f = 1$ kHz, $\hat{v}_1 = 1$ V et v_2 continu 1,5 V, relever l'oscillogramme v_S (t).

Pour v_1 et v_2 sinusoïdales de fréquences *voisines*, observer le phénomène de « battements » de v_S (t).

On vérifiera au préalable que v_S *est nulle* quand $v_1 = v_2$ sinon il faudra ajuster l'un des résistors. Les sources de v_1 et v_2 doivent avoir des *impédances internes très faibles* $\simeq 0$.

Indications

1.1. On a : $i^+ = 0$, donc $v^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_2$ (comme diviseur de tension à vide) ; $i_1 = \frac{v_1 - v^-}{R_1}$

et $i_S = \frac{v_S - v^-}{R_2} = -i_1$ avec $i^- = 0$; $v_D \simeq 0$

$\Rightarrow v^- = v^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_2$; si l'on fait $i_S = -i_1$ on tire : $\frac{1}{R_2}\left(v_S - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_2\right) = -\frac{1}{R_1}\left(v_1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_2\right)$

et en ordonnant puis en transférant :

$$\frac{v_S}{R_2} = -\frac{v_1}{R_1} + v_2\left(\frac{R_2}{R_1(R_1 + R_2)} + \frac{1}{R_1 + R_2}\right)$$

soit $v_S = \frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1) \Rightarrow v_S = A_v(v_2 - v_1)$

1.2. $R_1 = 10\ k\Omega$; $R_2 = 100\ k\Omega \Rightarrow A_v = \frac{R_2}{R_1} = 10$; « vues » entre chaque entrée et masse on a : $R_{eq} = (R_1 \,//\, R_2) \simeq 9{,}1\ k\Omega$.

Remarques

Le montage soustracteur est la superposition d'un « inverseur » et d'un « non-inverseur ».

Les courants i_1 et i_2 ne sont pas nuls !

Donc si les sources de tensions v_1 et v_2 ont des impédances internes non nulles et différentes, il faut utiliser des « *suiveurs* » dans les entrées pour éliminer leurs effets. En choisissant 4 résistors différents on obtient une soustraction coefficientée de la forme $v_s = Av_2 - Bv_1$. Le montage soustracteur peut encore être utilisé pour la commande d'un système « d'asservissement » où v_1 est l'image de la grandeur physique à asservir (obtenue à partir d'un « *capteur-transducteur* » d'entrée) et v_2 la grandeur de « référence ».

TRAVAUX PRATIQUES 3

Le dérivateur

1. Préparation

1.1. On réalise le montage « *dérivateur* » (fig. 5) afin que la tension de sortie v_S soit proportionnelle à la dérivée (ou différentielle) de la tension d'entrée v_e. *Montrer que l'on obtient bien en effet,* $v_S = -RC\frac{dv_e}{dt}$.

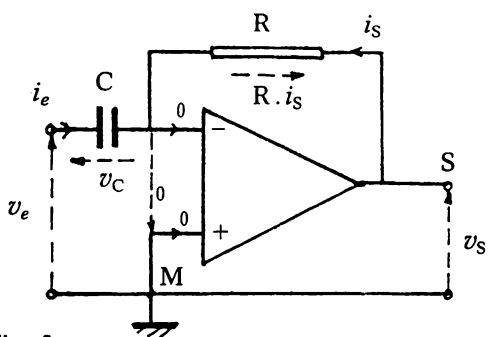


Fig. 5

1.2. Prévoir la forme du signal de sortie v_S pour les formes du signal d'entrée v_e : continu, sinusoïdal ($\hat{V}_e = 3$ V ; $f = 100$ Hz) ; triangulaire symétrique ($\hat{V}_e = 3$ V ; $f = 100$ Hz) ; rectangulaire.

Pour $R = 10\ k\Omega$ et $C = 10$ nF. Préciser la forme, le déphasage, l'amplitude de v_S dans chaque cas.

1.3. Pour le signal trapézoïdal v_e de caractéristiques données (fig. 6), déduire l'oscillogramme de v_S. Commenter (R = 10 kΩ ; C = 10 nF).

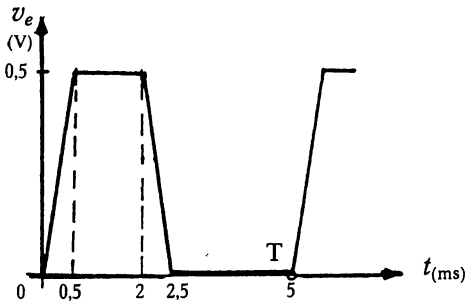


Fig. 6

2. Étude expérimentale

On utilisera un oscilloscope bicourbe et un générateur de fonctions d'impédance interne ≃ 300 Ω (au besoin, monter un résistor série en sortie du générateur R ≃ 330 Ω) ; AOP 741...081.

2.1. Réaliser le montage d'essais avec R = 10 kΩ et C = 10 nF et visualiser les courbes de v_S et v_e du § 1.2. Commentez et rectifiez les erreurs de votre préparation.

2.2. Reprendre l'étude ci-dessus en changeant la valeur de la fréquence de v_e de 100 Hz à 100 kHz pour les mêmes valeurs de R et C ; puis en changeant R (1 kΩ...10 kΩ) et C (10 nF...0,1 μF) pour la même fréquence.

Indications

Dans les hypothèses du régime linéaire.

1.1. On a : $v_c = v_e \Rightarrow \frac{dv_e}{dt} = \frac{dv_e}{dt}$; et $v_S = R \cdot i_S$ avec $i_S = -i_e$.

$$\text{or : } i_e = \frac{dq}{dt} = C \cdot \frac{dv_e}{dt} ;$$

$$\text{donc : } v_S = R \cdot i_S = -R \cdot i_e = -RC \cdot \frac{dv_e}{dt}$$

avec C parfait).

Conclusion

v_S est proportionnelle à la dérivée de v_e changée de signe.

1.2. v_e **continue** = constante $\Rightarrow v_S = 0$.

v_e **sinusoïdale** $\Rightarrow v_S$ sinusoïdale déphasée de $\frac{\pi}{2}$ arrière sur v_e (fig. 7) : $v_e = \hat{V}_e \sin \omega t \Rightarrow v_S = -RC \frac{dv_e}{dt}$ $= -RC\, \hat{V}_e \omega \cdot \cos \omega t$ soit $v_S = RC\omega \cdot \hat{V}_e \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$ puisque $\cos \omega t = -\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$. Donc v_S en quadrature arrière sur v_e ; ici $f = 100$ Hz $\Rightarrow$ T = 10 ms et $\hat{V}_S = \hat{V}_e \cdot RC\omega = 3 \times 10^{-4} \times 628 \simeq 0{,}19$ V ≃ 190 mV soit $v_{S\,(mV)} = 190 \sin\left(628\, t_{(s)} - \frac{\pi}{2}\right)$.

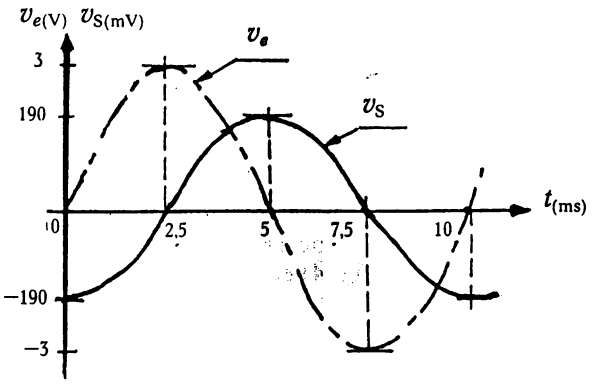


Fig. 7

v_e **triangulaire** $\Rightarrow v_S$ rectangulaire symétrique, on a quand v_e croît (fig. 8) pour $dt = t_2 - t_1 = 12{,}5 - 7{,}5 = 5$ ms, $dv_e = 6$ V et $\frac{dv_e}{dt} = 1{,}2$ V/ms. Soit $v_{S\,(mV)} = -0{,}1 \times 1{,}2 \times 10^3 = -120$ mV et quand v_e décroît, $v_S = +120$ mV pour $RC = 10 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-9} = 10^{-4}$ s = 0,1 ms.

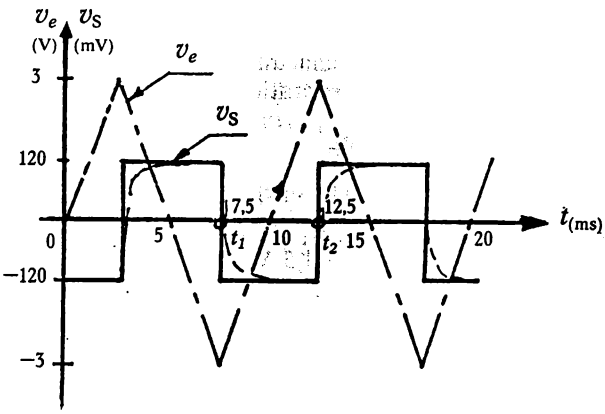


Fig. 8

Remarques

1. En sinusoïdal, le **dérivateur** est un *filtre « passe-haut »*. En notation complexe, on a :

$$\underline{T} = \frac{\underline{v_S}}{\underline{v_e}} = -j\, RC\, \omega$$

et de module $T = RC\,\omega = \frac{\hat{V}_S}{\hat{V}_e} = \frac{V_S}{V_e}$ (efficaces)

soit $T \simeq 63 \times 10^{-3}$ et à $f = 100$ Hz

$\Rightarrow \hat{V}_S = T \cdot \hat{V}_e = 63 \times 10^{-3} \times 3 \simeq 0{,}19$ V

On voit la nécessité du choix de R et C.

Avec $X_C = \frac{1}{2\,\pi\, f\, C}$, si $R \gg X_C$, on a saturation de l'amplificateur opérationnel et si $R \ll X_C$, on obtient v_S trop faible.

2. Si l'on veut obtenir v_S positive, on applique v_e sur l'entrée e^+, non inverseuse de l'amplificateur opérationnel (fig. 9). Dans ce cas, on trouve le rapport de transfert en sinusoïdal :

$$\underline{T} = \frac{\underline{v_S}}{\underline{v_e}} = 1 + j\,RC\,\omega$$

et en module $T = \sqrt{1 + R^2 C^2 \omega^2}$ et pour le même RC, on obtient $T = \sqrt{1 + (63 \times 10^{-3})^2} \simeq 1{,}002$ soit $\widehat{v_S} \simeq 3 \times 1{,}002 \simeq 3{,}01\ V \simeq \widehat{V_e}$; donc, pour $f = 100$ Hz et $\widehat{v_e} = 3$ V, on a $\widehat{v_S} \simeq 3$ V. Si v_e est d'amplitude constante, v_S est *proportionnelle* à f. Vérifier expérimentalement. Préciser les limites extrêmes de fréquences.

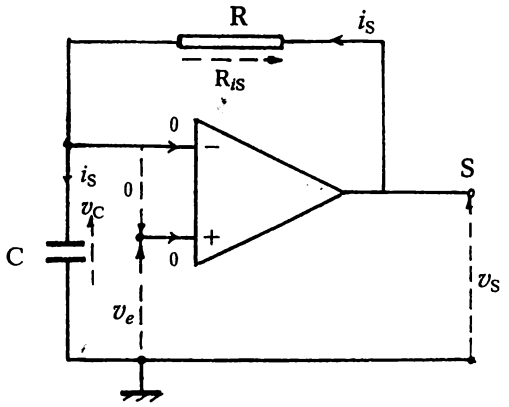


Fig. 9

1.3. Avec le signal v_e trapézoïdal (fig. 6), on obtient les oscillogrammes (fig. 10), toujours pour R = 10 kΩ, C = 10 nF, on a : RC = 0,1 ms; quand v_e croît de 0 à 0,5 ms, il résulte :

$$\frac{dv_e}{dt} = 1\ V/ms$$

donc :

$$v_s = -RC\frac{dv_e}{dt} = -0{,}1 \times 1 = 0{,}1\ V = -100\ mV$$

et quand v_e décroît de 2 à 2,5 ms $v_S = +100$ mV; quand v_e est constante (palier horizontal) $v_S = 0$.

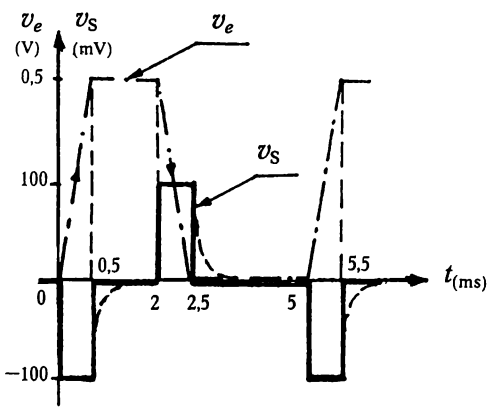


Fig. 10

Remarques

La charge de C, ainsi que sa décharge, ne sont pas instantanées donc on a représenté le tracé réel exponentiel interrompu sur les figures 8 et 10.

Pour v_e constante, v_S est nulle, donc le « dérivateur » est *insensible* aux variations de la tension *composante continue* d'un signal variable qui lui est superposé, et de la tension de décalage « d'offset » v_{i_o}.

TRAVAUX PRATIQUES 4

L'intégrateur

1. Préparation

1.1. Le montage « **intégrateur** » est réalisé (fig. 11) en permutant R et C du montage dérivateur, afin d'obtenir une tension de sortie v_S proportionnelle à une primitive (ou intégrale) de la tension d'entrée v_e.

Montrer que l'on obtient bien :

$$v_S = -\frac{1}{RC}\int_0^T v_e \cdot dt + v_{S_0}$$

(dans l'hypothèse d'un amplificateur opérationnel parfait).

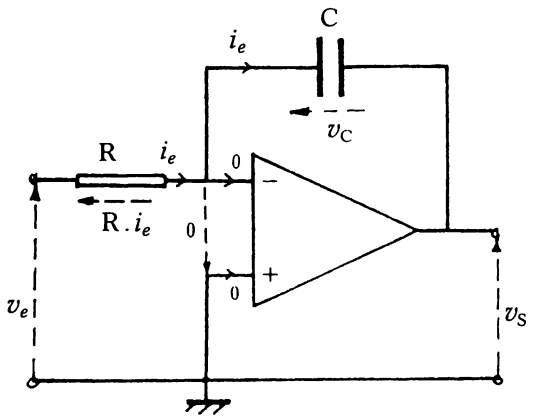


Fig. 11

1.2. Prévoir la forme du signal de sortie v_S pour les *formes du signal d'entrée* v_e.

I. Continue : envisager les 3 cas suivants :

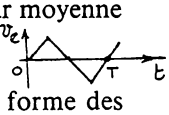
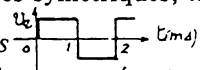
α. *Pour* $v_e = +3$ V (échelon positif $_0\sqcup_{t=0}^{+3V}$), C déchargé à $t = 0$ initial; calculer v_S, représenter $v_{S(t)}$, remarques et conclusions (rechercher l'équation de $v_{S(t)}$ et l'instant de saturation).

β. *Pour* $v_e = -3$ V (échelon négatif $^0\sqcap_{-3V}^{t=0}$), C chargé à $t = 0$ instant initial à $v_{C_0} = v_{S_0} = -3$ V; mêmes questions.

γ. *Pour* $v_e = +5$ V à $t = 0$, C chargé à $t = 0$, $v_{C_0} = +5$ V, mêmes questions.

On prendra : R = 100 kΩ et C = 10 μF; $|V_{CC}| = 15$ V et $|V_{sat}| = 14$ V.

II. Sinusoïdale : pour une tension d'entrée v_e sinusoïdale $v_e = \widehat{V}_e \sin \omega t$, exprimer $v_{S(t)}$ et représenter les oscillogrammes de v_e et v_s en fonction du temps, dans le cas où la charge initiale de C, v_{C_0} est nulle. On prendra : R = 1 kΩ, C = 1μF, $\widehat{v_e} = 1$ V et $f = 159$ Hz. Conclusions.

III. Pour des tensions d'entrée v_e de valeur moyenne nulle, alternatives symétriques, *triangulaires*  et *rectangulaires*  , *prévoir* la forme des tensions de sortie v_S ; représenter sur le même graphique $v_{e(t)}$ et $v_{S(t)}$ superposées, pour tenir compte de leur déphasage.

2. Étude expérimentale

2.1. Réaliser le montage d'étude (fig. 12) à partir de la « maquette-module amplificateur opérationnel ». On monte en parallèle sur C *le résistor* R_2 qui évite la dérive de tension de v_S si la compensation du courant de décalage (polarisation i_{b-}) n'est pas parfaite.

Si le générateur de fonctions délivrant les signaux d'entrée présente une tension moyenne continue, on l'élimine par le réglage d'offset du générateur ou par un circuit d'entrée {R', C'} de blocage (de la composante continue seulement en choisissant $\tau' = R'C' \gg T$ période du signal v_e injecté).

Veiller à ne pas saturer l'amplificateur opérationnel en respectant la condition $|v_S| < V_{sat}$, donc limiter $\hat{V}_e$ maximale pour f donnée, telle que $\frac{\hat{V}_e \cdot T}{2\tau} < 2\,V_{sat}$ soit $\hat{V}_e < 4\,V_{sat} \cdot f \cdot \tau$ où $\tau = R_1C$ et f fréquence de v_e.

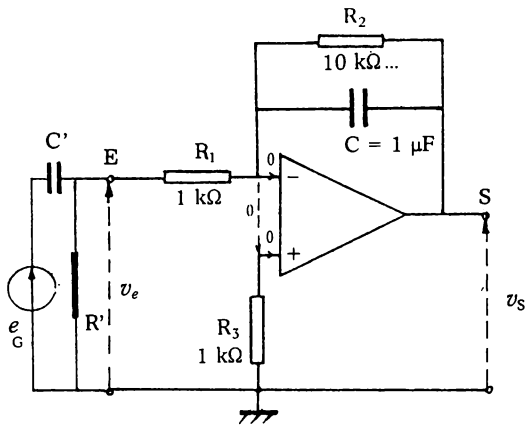


Fig. 12

Exemple : A f = 1 kHz, R_1 = 1 kΩ, C = 1 µF, on prendra R' = 10 kΩ, C' = 10µF donc $\tau' = R'C'$ = 100 ms > 1 ms, T de v_e, $\hat{V}_e < 4 \times 14 \times 10^3 \times 10^{-3}$ soit $\hat{V}_e < 56$ V toujours réalisée puisque limitée à 30 V par le constructeur.

Pour les fréquences basses, on doit augmenter R_1 et C; soit le couple (100 kΩ; 10 µF) tel que $\tau = R_1C$ = 1 s et v_e de f = 10 Hz ⇒ T = 0,1 s, R_2 = 470 kΩ.

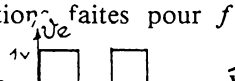
2.2. Relier l'entrée E à la masse et observer $v_{S(t)}$. Que se passe-t-il si la compensation de l'offset est débranchée ?

En régime sinusoïdal, exprimer $\underline{A_v}$ ou $\underline{T_v} = \frac{\underline{v_S}}{\underline{v_e}}$ pour R_1 = 1 kΩ, C = 1 µF.

Calculer R_2 pour que la fréquence de coupure $f_0 = \frac{1}{2\pi R_2 C}$ soit de 16 Hz.

Étudier alors le comportement du montage à la fréquence de 1 kHz et $\hat{V}_e$ = 1 V.

2.3. En sinusoïdal, tracer les courbes de réponse de $G_v = 20 \log \left|\frac{\underline{v_S}}{\underline{v_e}}\right| = g(f)$ et $\varphi = \arg \cdot \frac{\underline{v_S}}{\underline{v_e}} = h(f)$. f fréquence du signal v_e à l'entrée de 0 à 1 kHz. Comparer aux prédéterminations faites pour f = 0, 16, 1 000 Hz.

2.4. Pour v_e rectangulaire 

$\hat{V}_e$ = 1 V, relever v_S pour f = 10 Hz et f = 1 kHz. Commenter les formes et amplitudes de v_S.

Indications

1.1. Expression de v_S : on a le même courant dans R et C et $v_e = R \cdot i_e$; pendant dt, $dq = C \cdot dv_C = -C \cdot dv_S$; soit :

$$i_e = \frac{v_e}{R} = \frac{dq}{dt} = -C\frac{dv_S}{dt}$$

d'où : $$\frac{dv_S}{dt} = -\frac{1}{RC} \cdot v_e$$

$$\Rightarrow \text{en intégrant } v_S = -\frac{1}{RC}\int_0^T v_e \cdot dt + K$$

v_S est une fonction primitive de $v_{e(t)}$ et K = constante à t = 0 initial; K = v_{S_0} est nulle si C est déchargé à t_0, donc $v_S = -\frac{1}{RC}\int_0^T v_e \cdot dt$ est proportionnelle à l'intégrale de v_e.

Remarque importante

Contrairement au dérivateur, l'intégrateur est sensible à la composante continue du signal d'entrée (valeur moyenne du signal non nulle).

2.1.

Allures des courbes de v_S et v_e (fig. 13*a*, *b*, *c*) (III)

(13*a*) v_e est affine du premier degré sur $\frac{T}{2}$ et v_S est donc du deuxième degré en arcs de parabole.

(13*b*) v_S est en « dents de scie » triangulaire (double rampe).

(13*c*) v_S est sinusoïdale déphasée de $+\frac{\pi}{2}$ sur v_e (quadrature avant).

Attention ! La forme des courbes dépend de la fréquence de v_e, c'est-à-dire de sa période T comparée à la constante de temps $\tau = RC$; veiller à travailler en régime linéaire. Comparer les oscillogrammes obtenus à f = 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 100 kHz.

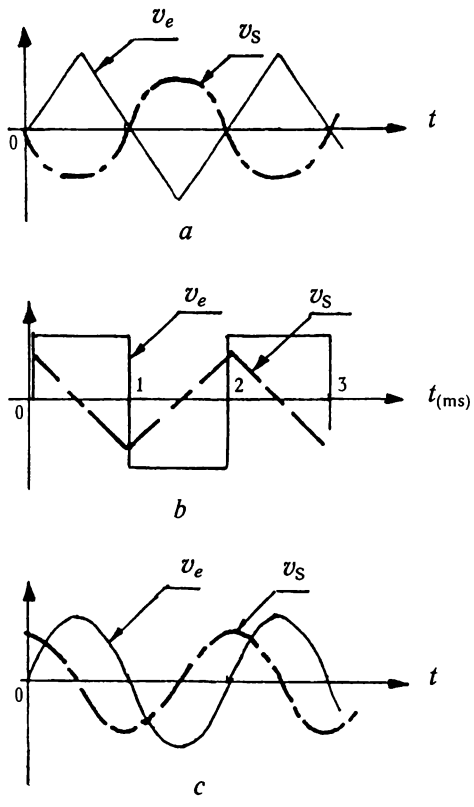


Fig. 13

Avec v_e continue (I) : R = 100 kΩ, C = 10μF ⇒ τ = 1 s, $|V_{sat}|$ = 14 V avec τ = RC.

I α) $v_e = +3$ V ; $v_{C_0} = 0$ à $t = 0$: on a :

$$v_S = -\frac{1}{RC}\int_0^t v_e \cdot dt \Rightarrow v_S = -\frac{v_e}{\tau}[t]_0^t = -\frac{v_e}{\tau} \cdot t$$

v_S est une fonction linéaire de t, décroissante de coefficient directeur négatif $-\frac{v_e}{\tau} = -\frac{3}{1} = -3$; v_S décroît de 0 jusqu'au palier de saturation $V_{sat} = -14$ V atteint au bout du temps $t_{sat} = -V_{sat} \times -\frac{\tau}{v_e} = \tau \cdot \frac{V_{sat}}{v_e}$ soit $t_{sat} = 1 \times \frac{14}{3} \simeq 4{,}7$ s. L'équation de la droite $v_S = f(t)$ est donc $v_S = -3t$. Représentation graphique (fig. 14).

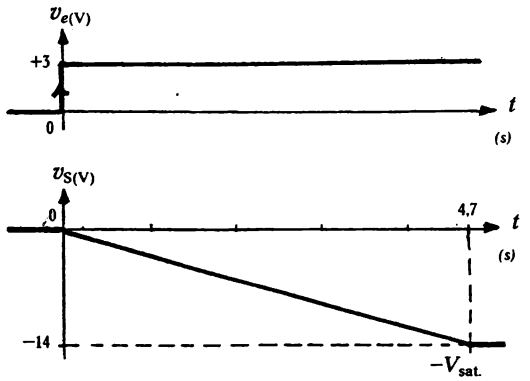


Fig. 14

Remarque

L'intégrateur attaqué par une entrée v_e continue est un *dispositif de charge de condensateur à courant constant*. On obtient une rampe de v_S, linéaire décroissante si $v_e > 0$ et croissante si $v_e < 0$.

I β) $v_e = -3$ V, $v_{C_0} = -3$ V à $t = 0$, τ = 1 s. On a :

$$v_S = -\frac{1}{RC}\int_0^t v_e \cdot dt + v_{C_0}$$

$$\Rightarrow v_S = -\frac{v_e}{\tau} \cdot t + v_{C_0} \Rightarrow v_S = -\frac{(-3)}{1} \cdot t - 3$$

$$\Rightarrow v_S = 3t - 3 \text{ et } t_{sat} = \frac{14 + 3}{3} \simeq 5{,}7 \text{ s}$$

pour $v_S = 0 \Rightarrow t = 1$ s. Représentation graphique (fig. 15).

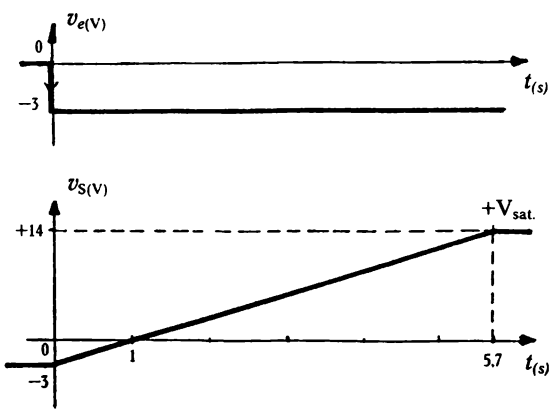


Fig. 15

Iγ) $v_e = +5$ V, $v_{C_0} = +5$ V à $t = 0$, τ = 1 s. On a :

$$v_S = -\frac{v_e}{\tau}t + v_{C_0} \Rightarrow v_S = -\frac{5}{1}t + 5 \Rightarrow v_S = -5t + 5$$

soit : $$t_{sat} = \frac{-14 - 5}{-5} \simeq 3{,}8 \text{ s}$$

$$v_S = 0 \Rightarrow t = 1 \text{ s}$$

Représentation graphique (fig. 16).

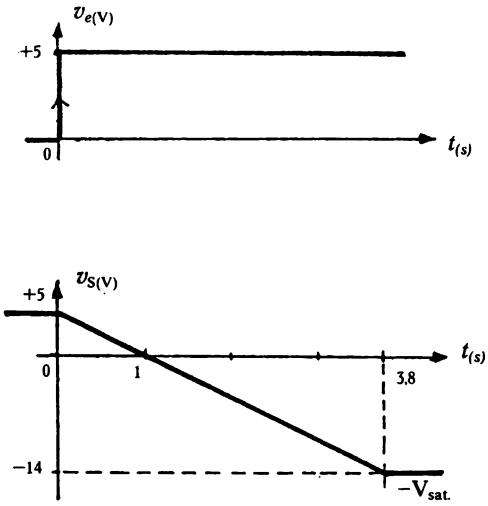


Fig. 16

Avec v_e sinusoïdale (II) : R = 1 kΩ, C = 1μF, $\tau = 10^{-3}$ s = 1 ms. $\hat{V}_e = 1$ V et $f = 159$ Hz ⇒ ω ≃ 1000 rad/s. Avec $v_e = \hat{V}_e \sin \omega t$, on a :

$$v_S = -\frac{\hat{V}_e}{RC}\left[-\frac{\cos \omega t}{\omega}\right]_0^t + v_{C_0}$$

$$\Rightarrow v_S = \frac{\hat{V}_e}{RC\,\omega}[\cos \omega t]_0^t \text{ avec } v_{C_0} = 0$$

soit : $$v_S = \frac{\hat{V}_e}{RC\,\omega}(\cos \omega t - 1)$$

$$\Rightarrow v_S = \underbrace{\frac{\hat{V}_e}{\tau\omega} \cdot \cos \omega t}_{\text{composante sinusoïdale}} - \underbrace{\frac{V_e}{\tau\omega}}_{\text{composante continue}}$$

Conclusion

v_S est déphasée de $\frac{\pi}{2}$ en avance sur v_e (puisque $\cos \omega t = \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$.

Calculs : $\tau\omega = 10^{-3} \times 10^3 = 1$

$v_S = \frac{1}{1}\cos 1000\,t - 1 \Rightarrow v_S = \cos 1000\,t - 1$

avec $\alpha_{(rad)} = \omega t = 1000\,t_{(s)}$; pour $\alpha = 0$ on a $v_S = 0$; pour $\alpha = \frac{\pi}{2}$ on a $v_S = -1$ V ; pour $\alpha = \pi$ on a $v_S = -2$ V ; pour $\alpha = \frac{3\pi}{2} \Rightarrow v_S = -1$ V et pour $\alpha = 2\pi \Rightarrow v_S = 0$. Représentation graphique (fig. 17). T ≃ 6,3 ms.

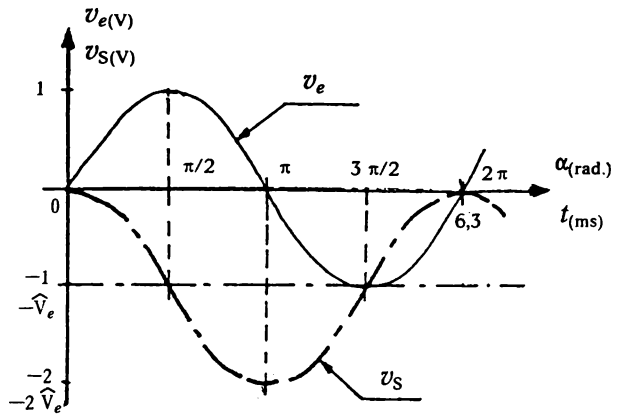


Fig. 17

Étude expérimentale

2.2. Si E reliée à la masse, offset non compensé, on observe que v_S varie linéairement de 0 à $\pm V_{CC}$ (C initialement déchargé). Cela est dû à la tension de décalage (d'offset) $v_{i_0} = v_e$ = constante; on a donc :

$$v_S = -\frac{1}{RC}\int_0^t v_{i_0} \cdot dt \Rightarrow v_S = -\frac{v_{i_0}}{\tau} \cdot t$$

En régime sinusoïdal : avec $\{R_2 \,//\, C\}$ on a un amplificateur opérationnel inverseur avec une impédance d'entrée $\underline{Z_1} = R_1$ et une impédance de contre réaction

$$\underline{Z_2} = \{R_2 \,//\, C\} = R_2 \cdot \frac{1}{1 + j\,R_2\,C\,\omega}$$

soit :

$$\underline{A_v} \text{ ou } \underline{T_v} = \frac{\underline{v_S}}{\underline{v_e}} = -\frac{\underline{Z_2}}{\underline{Z_1}} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\,R_2\,C\,\omega}$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\,\frac{\omega}{\omega_0}} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{R_2\,C}$$

Calcul de R_2 pour une fréquence de coupure

$$f_0 = \frac{1}{2\,\pi\,R_2\,C} = 16 \text{ Hz}$$

on a :

$$R_2 = \frac{1}{2\,\pi \times 16 \times 1 \times 10^{-6}}$$

$$\simeq 9950\ \Omega \simeq 10\ \text{k}\Omega$$

soit le schéma figure 12.

Comportement à $f = 1$ kHz : on a $f \gg f_0 \Rightarrow R_2\,C\,\omega \gg 1$ et $\underline{T_v} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{j\,R_2\,C\,\omega} = -\frac{1}{j\,R_1\,C\,\omega}$

donc :

$$\underline{v_S} = -\frac{1}{R_1\,C} \cdot \frac{\underline{v_e}}{j\,\omega}$$

or $\frac{\underline{v_e}}{j\,\omega}$ représente l'intégrale de $\underline{v_e}$ (en effet en complexes, intégrer c'est diviser par $j\omega$). Le montage se comporte donc en « intégrateur » à 1 kHz.

Comportement en continu (à $f = 0 \Rightarrow \omega = 0$) et $T_v = -\frac{R_2}{R_1} = -10$; C se comporte comme un circuit ouvert en continu et le montage équivaut à un amplificateur-inverseur de $A_v = -10$.

2.3. Courbes de réponse $G_v = 20 \lg \underline{T_v}$; relevé de v_S et v_e avec voltmètre électronique (fig. 18); relevé de $\varphi = \arg \underline{T_v}$ à l'oscilloscope (fig. 19).

2.4. Oscillogrammes (fig. 20*a* et *b*).

Conclusions

Le montage intégrateur est un « filtre passe-bas » alors que le montage dérivateur est un « filtre passe-haut ».

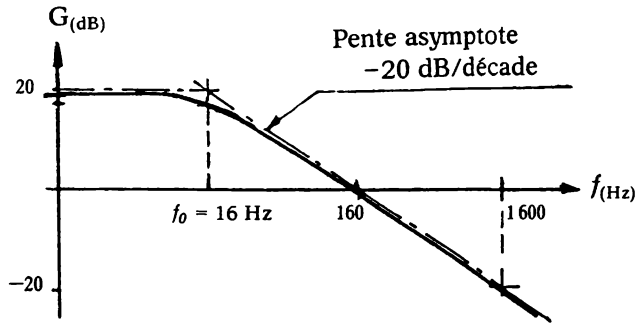


Fig. 18

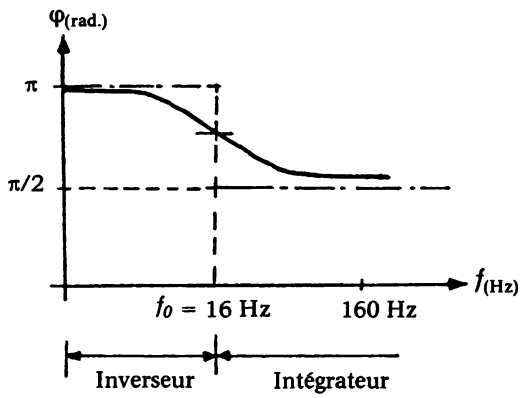


Fig. 19

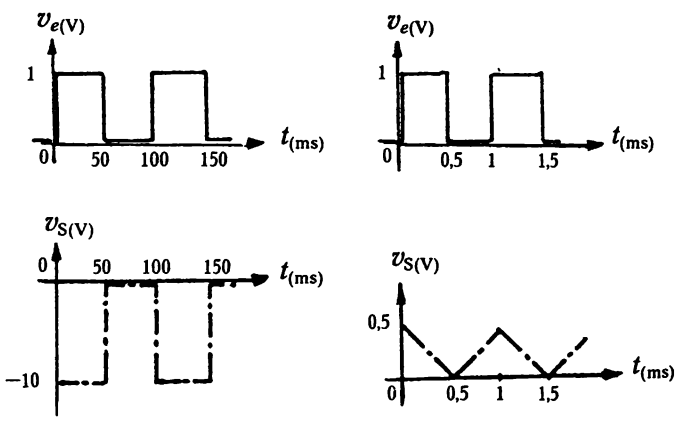


Fig. 20

MESURE N° 4

L'amplificateur opérationnel en commutation : applications

TRAVAUX PRATIQUES 1

Le comparateur

Si l'amplificateur opérationnel fonctionne en régime saturé, la tension différentielle d'entrée n'est plus négligeable : $v_D = v_2^+ - v_1^- \neq 0$. Le montage en comparateur (fig. 1) est en boucle ouverte (donc, sans contre réaction de la sortie sur e^-).

Le fonctionnement est logique :

si $\begin{cases} v_2 > v_1 \Rightarrow v_S = V_{sat+} = V_H \\ v_2 < v_1 \Rightarrow v_S = V_{sat-} = V_L \end{cases}$

$\Rightarrow$ l'amplificateur opérationnel est toujours saturé ; v_S ne peut prendre que 2 valeurs distinctes. Si la fréquence est élevée, quelques kHz, le temps de basculement n'est pas négligeable [c'est le slew-rate : S_R = 0,5 V/µs (741); 13 V/µs (081)]. On utilise des circuits intégrés spécialisés comparateurs à commutation rapide (LM339, 311, 393, 711, 351...).

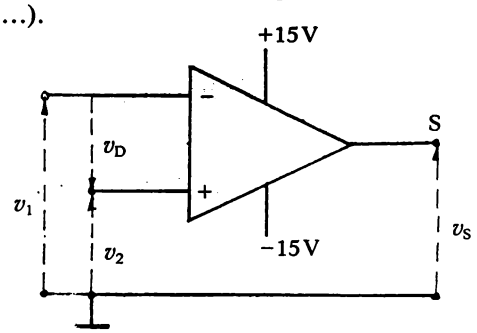


Fig. 1

1. Vérifier en continu la table de vérité du composant utilisé pour $v_{2\,référence}$ = 6 V constante et v_1 variable de − 12 à + 12 V (fig. 2).

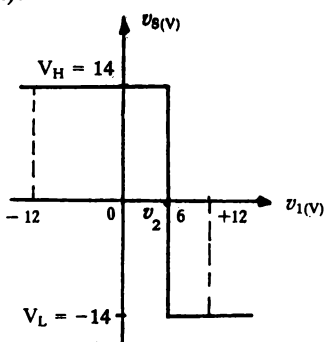


Fig. 2

2. Visualiser à l'oscilloscope la fonction $v_S = f(v_1)$ à v_2 constante pour v_1 sinusoïdale telle que :

$$v_{1\,(V)} = 12 \sin 314\,t$$

$V_{1\,efficace} \simeq 8{,}5$ V ; f = 50 Hz ; v_2 = 6 V

Calculer les instants t_1 et t_2 de « basculement ». On testera les circuits intégrés proposés 741, 081, 339...).

3. Observer l'influence de la fréquence sur v_S obtenu et apprécier la durée de basculement (temps de montée, de descente).

Indications

2. (fig. 3) Quand $v_1 = 12 \sin 314\,t = v_2 = 6$ V, on a $\sin 314\,t = \frac{6}{12} = 0{,}5$, soit $\alpha_1 = 314\,t = 30°$ et $t_1 = \frac{T}{12} \simeq 1{,}7$ ms ; $\alpha_2 = 150°$ et $t_2 = \frac{5T}{12} \simeq 8{,}3$ ms.

On a ici un exemple de « mise en forme » des signaux analogiques en signaux logiques rectangulaires. Expérimenter avec $v_1 = 0$ (mise à la masse de e^-) et en appliquant v_2 sinusoïdale de 50 Hz par un transformateur 220/6 V. Observer v_2 et conclure.

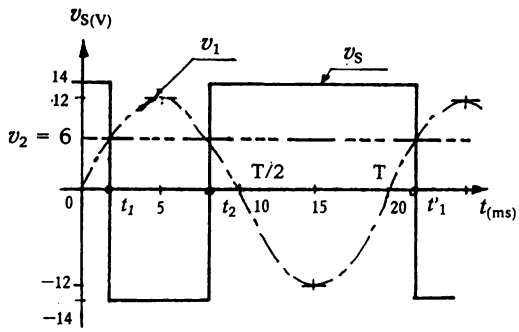


Fig. 3

4. Comparaison des fém de 2 générateurs : sur la figure 4*a*, on utilise 2 piles identiques, dont une neuve de référence e_1 et l'autre à « tester » e_2.

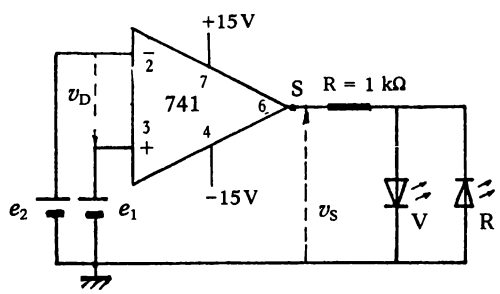


Fig. 4a

4.1. Expliquer le fonctionnement du dispositif. Que se passe-t-il si l'on « retourne » les 2 piles ?

4.2. On modifie le circuit d'entrée suivant la figure 4*b* où P est un potentiomètre d'une boîte à décades telle que R = $R_1 + R_2$ = 100 kΩ. On utilisera 2 piles de 4,5 V. La visualisation des états de sortie se fait par 2 LED verte (V) et rouge (R). Indiquer le mode opératoire et la relation permettant de déterminer la fém e_2.

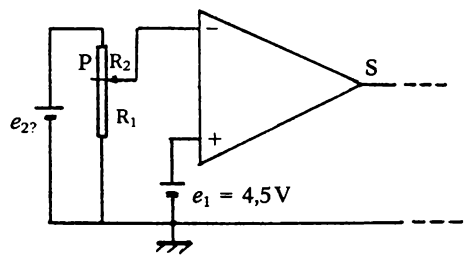


Fig. 4b

Indications

4.1. On a $v_D = e_1 - e_2$ et si $e_1 > e_2 \Rightarrow v_D > 0$; $v_S = 14$ V et LED · V éclairée; $e_1 < e_2 \Rightarrow v_D < 0$; $v_S = -14$ V et LED · R éclairée; si les piles sont retournées $\Rightarrow v_D = e_2 - e_1$...

4.2. On a basculement quand : $e_2 \cdot \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} = e_1$

$$\Rightarrow e_2 = e_1 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

soit $e_2 = 4{,}5 \cdot \dfrac{100}{R_1} \Rightarrow e_{2\,(V)} = \dfrac{450}{R_{1\,(k\Omega)}}$.

TRAVAUX PRATIQUES 2

Le Trigger de Schmitt

On considère le montage (fig. 5) qui est un comparateur à « hystérésis » à deux seuils distincts de basculement de v_S; ces seuils sont obtenus pour des valeurs différentes de v_e d'entrée, suivant que v_e est croissante ou décroissante; ils dépendent aussi de la tension de référence $v_{Ref.}$.

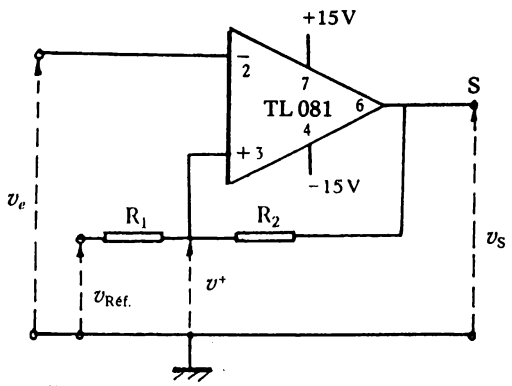


Fig. 5

On remarquera que c'est un montage à *réaction positive*. Ce montage est souvent désigné sous le nom de trigger de Schmitt (trigger ≡ déclencheur). Son étude est une introduction aux bascules astable et monostable.

1. On considère les 2 états distincts de v^+ désignés par $v_1{}^+$ et $v_2{}^+$, correspondant aux schémas équivalents (fig. 6 - a et b) pour $v_{Ref.} = 0$ (a), puis pour $v_S = 0$ (b). A l'aide du théorème de superposition des états d'équilibre, déduire $v^+ = v_1{}^+ + v_2{}^+$. Que devient v^+ si $v_S = V_{sat}{}^+$, puis si $v_S = V_{sat}{}^-$?

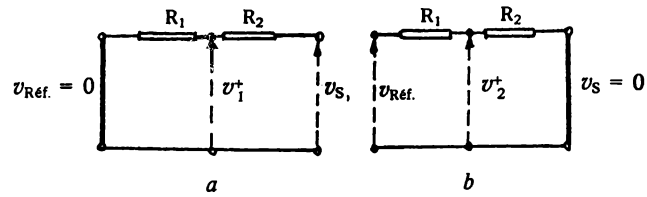


Fig. 6

2. À partir de la situation telle que $v^+ > v^-$ donc pour $v_S = V_{sat}{}^+$, on augmente $v_e = v^-$; déduire le seuil de basculement V_D de v_S quand v_e augmente jusqu'à $v_e \geq v^+$, entraînant $v_S = V_{sat}{}^-$; puis le deuxième seuil de basculement V_R de v_S quand v_e diminue jusqu'à $v_e \leq v^+$ entraînant $v_S = V_{sat}{}^+$.

Tracer ensuite le « cyclogramme », caractéristique de transfert $v_S = f(v_e)$ correspondant, en précisant par des flèches le sens de variation de v_e. On prendra $R_1 = R_2 = 4{,}7$ kΩ − 1/4 W; $V_{Ref} = 5$ V; $|V_{sat}| = 14$ V; $v_e \in [-10; +10$ V].

3. On applique maintenant un signal d'entrée v_e sinusoïdal tel que $\hat{V}_e = 12$ V, $f = 100$ Hz. Représenter sur le même graphique les oscillogrammes prévisibles de v_e et v_S en fonction du temps. Conclure.

Indications

1. On a pour (6*a*) $v_1{}^+ = v_S \cdot \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}$ et pour (6*b*) $v_2{}^+ = v_{Réf.} \cdot \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}$; donc $v^+ = v_1{}^+ + v_2{}^+$

$$\Rightarrow v^+ = v_S \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + v_{Réf.} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2};$$

soit pour $v_S = \pm V_{sat}$,

$$v^+ = V_{sat}{}^+ \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + v_{Réf.} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\Rightarrow v^+ = 14 \times \frac{1}{2} + 5 \times \frac{1}{2} \Rightarrow \underline{V_D = 9{,}5 \text{ V}}$$

$$\text{et } v^+ = V_{sat}{}^- \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + v_{Réf.} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\Rightarrow v^+ = -14 \times \frac{1}{2} + 5 \times \frac{1}{2} \Rightarrow \underline{V_R = -4{,}5 \text{ V}}$$

V_D et V_R sont les seuils de basculement de v_S.

2. Quand v_e croissant atteint le seuil $V_D = 9{,}5$ V, v_S passe de $V_{sat}{}^+$ à $V_{sat}{}^-$; puis quand v_e décroissant atteint le seuil $V_R = -4{,}5$ V, v_S bascule à nouveau de $V_{sat}{}^-$ à $V_{sat}{}^+$.

Cyclogramme (fig. 7).

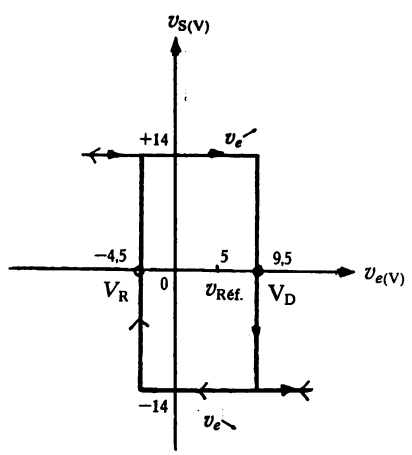
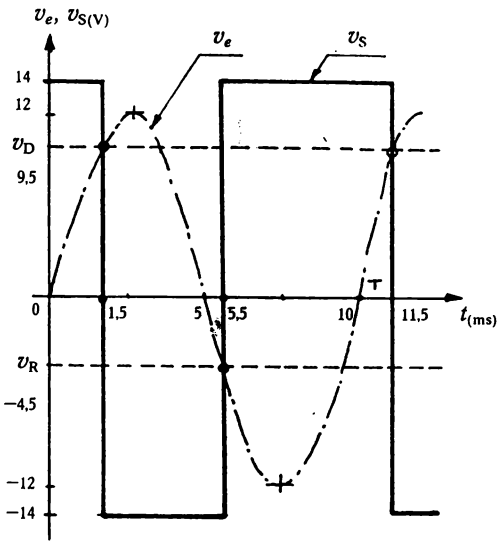


Fig. 7

3. Pour $v_{e(V)} = \hat{V}_e \sin \omega t = 12 \sin 628\, t_{(s)}$, on doit obtenir dans les conditions de (2) les oscillogrammes (fig. 8).

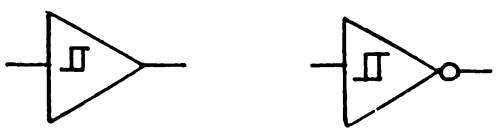


Oscillogrammes

Fig. 8

Conclusions

Le « trigger de Schmitt » est une bascule bistable à 2 seuils de déclenchement. Il transforme un signal analogique quelconque à variation lente en un signal numérique à fronts raides : *dispositif de mise en forme*. Il permet la réalisation des bascules monostable (temporisateur) et bistable (horloge) avec d'autres composants associés. Pratiquement on utilise des circuits intégrés-trigger à pente rapide spécialisés de symboles (fig. 9).



Symboles

Fig. 9

Les seuils de basculements V_D et V_R se calculent facilement par les expressions :

$$V_{D\,sup.} = v_{Réf.} + (V_H - v_{Réf.}) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\text{et } V_{R\,inf.} = v_{Réf.} + (V_L - v_{Réf.}) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\text{tirées de (1) soit } v^+ = \frac{V_H \cdot R_1 + v_{Réf.} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\text{ou } v^+ = \frac{V_L \cdot R_1 + v_{Réf.} \cdot R_2}{R_1 + R_2}.$$

$$\text{« L'hystérésis » } \Delta v_e = V_D - V_R = (V_H - V_L) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Mesures

Utiliser un voltmètre numérique.

Visualisation du cyclogramme avec l'oscilloscope en position XY (v_e sur entrée X et v_S sur entrée Y) ; v_e est sinusoïdale $\hat{V}_e = 12$ V, $f = 100$ Hz. Déduire les seuils V_D et V_R et l'excursion de v_S (V_H et V_L). On prendra $V_{Réf} = 5$ V.

À l'aide d'un générateur de fonctions appliquer v_e rectangulaire, puis triangulaire. Faire varier la fréquence de v_e. Constater que la forme et la fréquence de v_e n'influent pas sur les seuils de basculement (dans les limites de fréquence données par le constructeur).

TRAVAUX PRATIQUES 3

La bascule astable multivibrateur

Réaliser le montage (fig. 10).

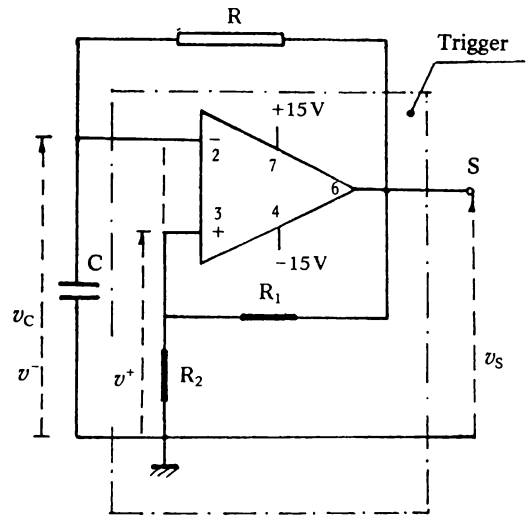


Fig. 10

Préparation

Le montage étudié est une *bascule astable* ou *multivibrateur* (générateur de signaux rectangulaires) obtenu à partir d'un « trigger de Schmitt » (dont la tension de référence est nulle), associé à un circuit RC intégrateur. La chaîne de réaction négative est bouclée de la sortie S sur l'entrée e^- par le résistor R, et e^- reliée à la masse par le condensateur C. Le montage est autonome, sans signal d'entrée extérieur, et entre spontanément en oscillations de relaxation dès la mise sous tension $\pm V_{CC}$. Il fonctionne en régime de commutation et « bascule » entre deux états instables de saturation $v_S = \pm V_{sat}$ en sortie (d'où son nom astable ≡ qui n'a pas d'état stable).

Si on suppose qu'à la mise sous tension à t = 0, C est chargé à $k \cdot V_{sat}^- = -7$ V et $v_S = V_{sat}^+ = +14$ V.

1. Donner l'expression de v^+ en fonction de v_S, R_1, R_2 et montrer que pour $R_1 = R_2$, les basculements de v_S se produisent quand $v^+ = v^- = v_c = \frac{v_S}{2}$.

2. La charge du condensateur est donnée par l'expression $v_{c(t)} = (v_{c_0} - v_{c_\infty})\, e^{-t/\tau} + v_{c_\infty}$, où : $v_{c(t)}$ est la tension instantanée aux bornes de C ; v_{c_0} la tension initiale à $t = 0$ de charge de C ; v_{c_∞} la tension à $t \to \infty$; $\tau = RC$ la constante de temps du circuit RC. Déterminer la durée t_1 pendant laquelle $v_S = V_{sat}^+$, puis la durée t_2 pendant laquelle $v_S = V_{sat}^-$, et enfin la période $T = t_1 + t_2$ de v_S (fig. 11).

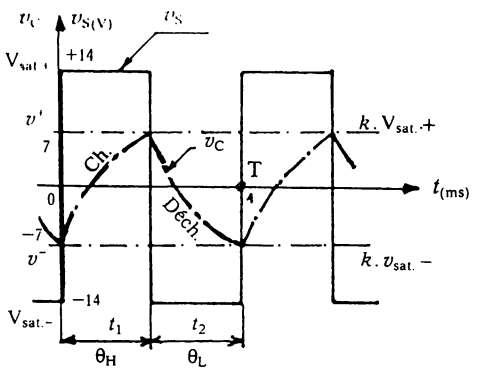


Fig. 11

3. En prenant $R_1 = R_2 = 10\ k\Omega$ et $C = 0{,}1\ \mu F$, calculez et choisissez R en valeur normalisée à ± 5 % pour que la fréquence $f \simeq 1$ kHz.

Expérimentation

Étude oscilloscopique :

— observer en double-voie $v_{S(t)}$ et $v_{c(t)}$.

— Déduire la période T et la fréquence f du signal v_S rectangulaire et comparer au calcul.

— Quelles applications possibles peut-on envisager ?

— Comment peut-on faire varier la fréquence de v_S, le rapport cyclique $\alpha = \dfrac{\theta_H}{\theta_H + \theta_L} = \dfrac{\theta_H}{T}$?

Indications

1. On a : $v^+ = v_S \cdot \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}$

soit $v^+ = V_{sat}^+ \cdot \dfrac{R_2}{R_1 + R_2} = k \cdot V_{sat}^+$

en posant $k = \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}$ et $v^+ = k \cdot V_{sat}^+$.

Ici $k = \dfrac{1}{2}$ puisque $R_1 = R_2$ et $v^+ = \dfrac{V_{sat}^+}{2} = 7$ V ; $v^- = -7$ V.

2. Durée t_1 où $v_S = V_{sat}^+$: avec à $t = 0$, $v_{c_0} = k \cdot V_{sat}^- = v^-$ et $v_{c\infty} = V_{sat}^+$, on a :
$v_{c(t_1)} = k \cdot V_{sat}^+ = (k \cdot V_{sat}^- - V_{sat}^+)\, e^{-t_1/\tau} + V_{sat}^+$;
soit : $e^{-t_1/\tau} = \dfrac{1-k}{1+k}$ (puisque $V_{sat}^- = -V_{sat}^+$ en symétrique), donc :

$$e^{t_1/\tau} = \frac{1+k}{1-k} \text{ et } \frac{t_1}{\tau} = l_n \frac{1+k}{1-k} \quad (\text{si } e^x = y \Rightarrow x = l_n\, y)$$

$$\text{finalement : } t_1 = \tau\, l_n \left(\frac{R_1 + 2R_2}{R_1}\right)$$

$$\Rightarrow t_1 = RC\, l_n \left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right).$$

De même la durée t_2 pendant laquelle $v_S = V_{sat}^-$

$$\text{sera } t_2 = t_1 = RC\, l_n \left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right),$$

$$\text{d'où la période } T = t_1 + t_2 = 2\,RC\, l_n \left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right)$$

Si $R_1 = R_2$ on a $T = 2\,RC\, l_n 3 \simeq 2\,RC \times 1{,}1$

$$\Rightarrow T \simeq 2{,}2\,RC$$

3. De $T = 2{,}2\,RC$ on tire $\tau = RC = \dfrac{10^{-3}}{2{,}2}$

$$\Rightarrow \tau \simeq 0{,}455 \text{ ms soit } R = \frac{\tau}{C} = \frac{0{,}455 \times 10^{-3}}{0{,}1 \times 10^{-6}}$$

$$\simeq 4550\ \Omega ; (T = 1 \text{ ms})$$

On choisira dans la série normalisée E24 :

$$R = 4{,}7\ k\Omega - \frac{1}{2}\,W - \pm\ 5\ \%.$$

Pour un essai en laboratoire on prendra une boîte à décades que l'on ajustera à 4550 Ω ± 1 %.

Expérimentation

Amplificateur opérationnel 741, ... 081.

v_S est périodique rectangulaire alternative symétrique pour une alimentation symétrique de l'amplificateur opérationnel ; v_S est riche en harmoniques (sons aigüs).

Déterminer sur l'oscillogramme ± V_{sat}, ± v, T, f...

Le rapport cyclique $\alpha = \dfrac{\theta_H}{T} = \dfrac{1}{2}$ (puisque $t_1 = t_2$).

Pour faire varier α on utilise des circuits additifs faisant varier les constantes de temps de charge et de décharge de C (voir Application 2).

Pour faire varier la fréquence, on peut agir sur R ou C, ou sur les tensions de seuil v^+ et v^- du trigger.

Utilisations :

Commande de hacheur, horloge électronique, ... (voir l'ouvrage de terminale).

APPLICATIONS

1. Réalisation d'un clignotant (fig. 12)

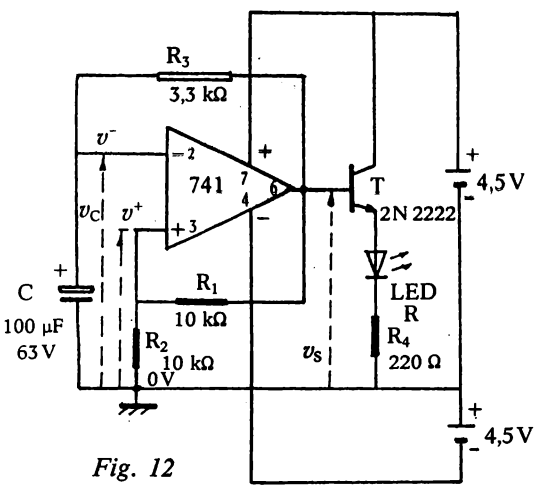


Fig. 12

La maquette d'essais est réalisée sur une plaque de connexions type « véroboard »... à éléments enfichables (récupérables, interchangeables). Un schéma d'implantation des composants facilite le montage.

PRÉPARATION

1. Calculer les tensions de seuil de basculement v_0^+ et v_0^-, la période et la fréquence de v_S. On prendra $|V_{sat}| = 4{,}4$ V.

2. Quel est le rôle du transistor T ?

3. Si on ne dispose pas de piles 4,5 V, on prendra une alimentation double ± 5 V, ou ± 15 V. Quelles sont alors les modifications à apporter ?

On limitera I dans la LED à 10 mA ; pour une LED rouge $V_F \simeq 1{,}6$ V.

4. Pour une étude oscilloscopique, on désire changer la fréquence de v_S. Calculer C pour $R_3 = 47$ kΩ, puis pour $R_3 = 470$ kΩ, afin d'obtenir une fréquence d'oscillations de v_S, $f = 1$ kHz.

EXPÉRIMENTATION

Mesurer les valeurs de v_S, $v_c = v^-$, v^+ ; observer l'éclairement périodique de la LED pour $R_3 = 3{,}3$ kΩ et C = 100 µF. Pouvez-vous en déduire la fréquence d'oscillation de v_S ?

Observer en bicourbe à l'oscilloscope v_c et v_S pour $f = 1$ kHz.

Mesurer V_{CE} et V_{BE} du transistor et déduire par le calcul l'intensité du courant dans la LED. Mesurer V_F de la LED en fonctionnement.

Indications

1. On a $v_0^+ = V_{sat}^+ \cdot \dfrac{R_2}{R_1 + R_2} = 4{,}4 \times \dfrac{1}{2} = 2{,}2$ V

et $v_0^- = -2{,}2$ V ; $T \simeq 2{,}2\, R_3 C = 2{,}2 \times 0{,}33 \simeq 0{,}73$ *s*

$$\text{et } f = \frac{1}{T} \simeq 1{,}37 \text{ Hz}$$

avec $\tau = R_3 C = 100 \times 10^{-6} \times 3{,}3 \times 10^3 \simeq 0{,}33$ *s*.

Pour $f = 1$ Hz $\Rightarrow T = 1$ *s*

$$\text{on aurait } \tau = R_3 C = \frac{T}{2{,}2} \simeq \frac{1}{2{,}2} \simeq 0{,}455 \text{ s}$$

$$\text{soit pour C} = 100\ \mu\text{F} \Rightarrow R_3 = \frac{0{,}455}{10^{-4}} = 4550\ \Omega.$$

On prendrait $R_3 = 4{,}7$ kΩ - 1/4 W - ± 5 %.

2. Le transistor T monté en collecteur commun est adaptateur d'impédance (r_e élevée et r_S faible) et amplificateur de courant pour alimenter la LED.

3. Pour une alimentation $|V_{CC}| = 15$ V on prendra R_4 en série avec la LED de 1 kΩ pour limiter le courant dans la LED.

4. Pour $f = 1$ kHz $\Rightarrow T = 1$ *ms*, avec $R_3 = 47$ kΩ il faut choisir $C_{(nF)} = \dfrac{10^{-3} \times 10^9}{2{,}2 \times 47 \times 10^3} \simeq 10$ nF ;

pour $R_3 = 470$ kΩ on prend C ≃ 1 nF.

Remarque

Si R_3 est trop faible le courant de sortie de l'amplificateur opérationnel est trop élevé dans le circuit R_3C et on risque l'action du limiteur interne de l'amplificateur opérationnel perturbant le fonctionnement du dispositif.

2. Générateur de laboratoire de signaux rectangulaires à rapport cyclique et à fréquence variables (fig. 13)

Dans le montage proposé (fig. 13) on retrouve le schéma de base de la (fig. 12) comprenant à la place de R_3 les circuits additifs $\{D_1, R_c, kP_1\}$ et $\{D_2, R_D, P_1 (1-k)\}$ faisant varier les constantes de temps de charge τ_c et de décharge τ_D, du condensateur C afin de régler le rapport cyclique $\alpha = \dfrac{\theta_H}{T}$ (θ_H est le temps correspondant au palier haut V_H ou V_{sat}^+ de v_s) (fig. 11). La variation de fréquence *f*, donc de la période T de v_S est réglée par le potentiomètre P_2 ; P_2 permet d'agir sur les seuils de basculement v_0^+ et v_0^-.

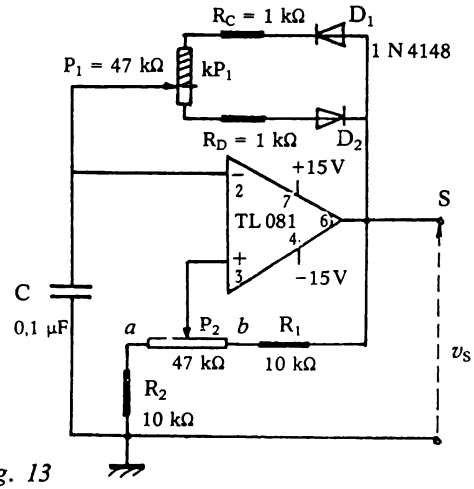


Fig. 13

PRÉPARATION

1. Repérer sur le schéma (fig. 13) les éléments correspondants à la charge, puis à la décharge de C, suivant la « butée » de v_S à V_{sat}^+ ou à V_{sat}^-.

2. Calculer à l'aide de la relation du TP3 les expressions de θ_H (à la charge de C), θ_L (à la décharge de C) et de $T = \theta_H + \theta_L$ (pour P_2 mis hors circuit, donc court-circuité). En déduire dans ce cas l'intervalle de variation du rapport cyclique α. Montrer que la période, donc la fréquence du générateur est indépendante de la position du curseur du potentiomètre P_1.

3. Le potentiomètre P_2 étant mis en circuit, déterminer pour les positions extrêmes du curseur de P_2, l'excursion possible de la fréquence de v_S et du rapport cyclique α. Comment peut-on étendre la gamme de fréquence ? Conclure.

EXPÉRIMENTATION

Visualiser v_S et vérifier l'influence recpective des potentiomètres linéaires P_1 et P_2 ; noter l'excursion possible de la fréquence *f* de v_S en agissant sur P_2 et du rapport cyclique α en actionnant P_1. Comparer aux résultats de la préparation. Conclure.

Indications

1. Circuit de charge de C par $\{D_1, R_C, kP_1\}$ quand S est à V_H et de décharge par $\{P_1 (1-k), R_D, D_2\}$ quand S est à V_L.

2. On a : $\theta_H = (R_C + kP_1)\, C \cdot l_n \left(1 + 2\dfrac{R_2}{R_1}\right)$

$$\text{et } \theta_L = [R_D + P_1 (1-k)]\, C \cdot l_n \left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right);$$

$$\text{soit } T = \theta_H + \theta_L$$

$$\Rightarrow T = (R_c + R_D + P_1)\, C \cdot l_n \left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right);$$

$$\alpha = \frac{\theta_H}{T} = \frac{R_C + kP_1}{R_C + R_D + P_1}.$$

Conclusion

La période T est indépendante de *k*, c'est-à-dire de la position du curseur de P_1.

Pour $k \in [0\,;\,1]$ on a $\alpha \in [0{,}02\,;\,0{,}98]$ et $T = (R_C + R_D + P_1)\, C \cdot l_n\, 3$ si $R_1 = R_2$ (P_2 court-circuité) soit $T = 49 \times 10^3 \times 0{,}1 \times 10^{-6} \times 1{,}1 \simeq 5{,}4$ ms et $f = \dfrac{1}{T} \simeq 185$ Hz.

3. **Pour le curseur de P_2 en (a)** on a :

$R_1 = 57\ k\Omega$; $R_2 = 10\ k\Omega$

donc $T = \theta_H + \theta_L = (R_C + R_D + P_1)\, C \cdot l_n\left(1 + 2\frac{R_1}{R_2}\right)$

$l_n\left(1 + 2 \times \frac{10}{57}\right) \simeq 0{,}301$

et $T = 49 \times 10^{-4} \times 0{,}301 \simeq 1{,}5$ ms

$\Rightarrow f = 670$ Hz

et $\alpha = \frac{R_C + kP_1}{R_C + R_D + P_1} = \frac{\theta_H}{T} \in [0{,}02;\ 0{,}98]$.

Pour le curseur de P_2 en (b) on a :

$R_1 = 10\ k\Omega$ et $R_2 = 57\ k\Omega$

$\Rightarrow l_n\left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right) = l_n\left(1 + 2 \times \frac{57}{10}\right) \simeq 2{,}518$

et $T = 49 \times 10^{-4} \times 2{,}518 \simeq 12\ ms \Rightarrow f \simeq 80\ Hz$.

α est indépendant de la fréquence, donc on retrouve le même intervalle de variation. Pour augmenter la gamme de fréquence on change la capacité de C ; soit par exemple pour C = 10 nF on aura $\frac{T}{10}$ donc $10f$ soit $f \in [800;$ 6700 Hz].

Applications

Comme générateur de créneaux pour la commande de « hacheur » (voir ouvrage de terminale), ...

TRAVAUX PRATIQUES 4

La bascule bistable

Réaliser le montage (fig. 14).

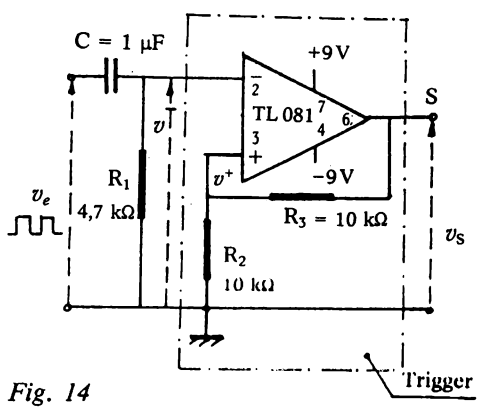


Fig. 14

Préparation

La bascule bistable est constituée d'un « trigger » à 2 états stables, inverseur, *commandé par des impulsions* (ou échelons) appliquées sur l'entrée négative e^-. Le fonctionnement se fait en régime de commutation et le basculement de v_S de l'état haut $\mathbb{V}_H$ à l'état bas $\mathbb{V}_L$ se fait donc par une intervention extérieure ou « ordre » de commande (v_e tension en créneaux). Le circuit {C, R_1} est un *dérivateur* qui transforme les créneaux rectangulaires en impulsions.

Quand v_e passe de 0 à une valeur supérieure à la tension de seuil de basculement $v_0^+ = \mathbb{V}_H \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3}$ la sortie bascule de $\mathbb{V}_H$ à $\mathbb{V}_L$ si v_S était à $\mathbb{V}_H$, et inversement.

Applications

La bascule bistable met en « *mémoire* » un phénomène fugitif de type impulsionnel ; elle est « *compteur d'impulsions* » en binaire.

Expérimentation

Relevez les oscillogrammes de v_e, v^-, v_S ; interprétez-les et conclure.

Indications

Pour la bonne compréhension du fonctionnement de ce montage, il est utile de revenir sur le *comportement* d'un condensateur en commutation (fig. 15).

$u_C = v_A - v_B$ et $u_C = E_0 + E$ échelon après $t \simeq 5\,\tau$.

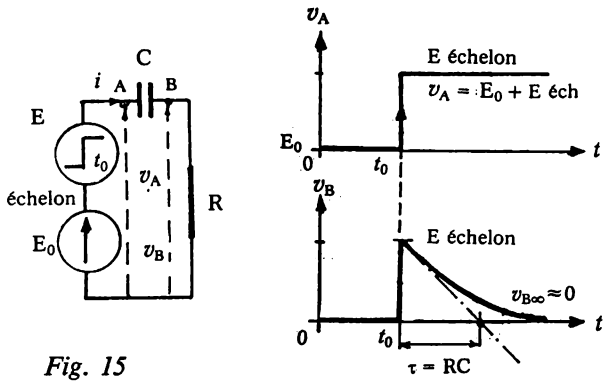


Fig. 15

Le condensateur *transmet intégralement* et instantanément les variations brusques de tension qui lui sont appliquées (échelons ou « fronts » raides ⌐ ¬). Il se comporte donc comme un « court-circuit » en commutation et « laisse passer » l'échelon de potentiel appliqué, donc u_C ne varie pas pendant l'échelon (dans l'hypothèse où l'impédance du générateur d'échelons est nulle).

Exemple : pour le montage RC dérivateur de la (fig. 16) tracer $v_B = f(t)$ et évaluer le temps θ entre t_0 instant d'application du front raide et l'instant où $v_B = 0$. Vérifier expérimentalement en relevant les oscillogrammes de $v_{C(t)}$ et $v_{BM(t)}$.

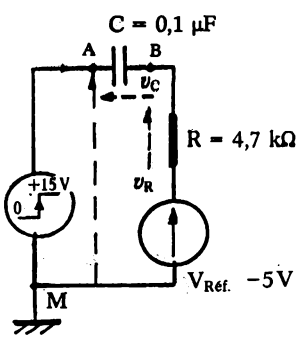


Fig. 16

Indications

On a $\theta = \tau \cdot l_n \frac{\Delta V \text{ variation totale}}{\Delta V \text{ variation restante}}$ (fig. 17) soit pour : $\tau = RC = 4{,}7 \times 10^3 \times 0{,}1 \times 10^{-6} = 4{,}7 \times 10^{-4}\ s = 470\ \mu s$, $\theta = 470 \times l_n \frac{(-5 - 15)}{0 - 5} = 470\, l_n 4 \simeq 652\ \mu s$.

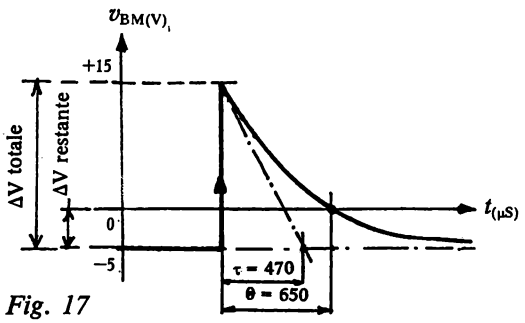


Fig. 17

Oscillogrammes de v_e, v^-, v_S (fig. 18).

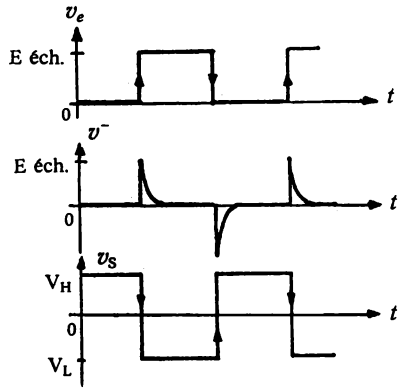


Fig. 18

TRAVAUX PRATIQUES 5

La bascule monostable

Réaliser le montage (fig. 19).

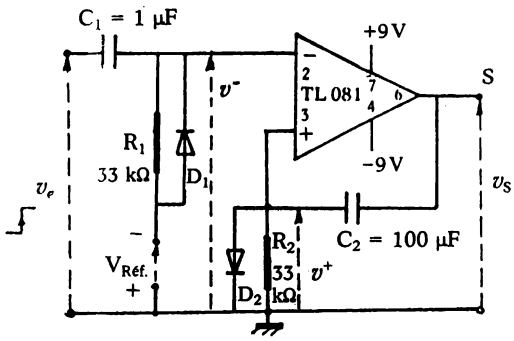


Fig. 19

Préparation

Pour ce type de bascule un seul des 2 états de sortie est stable, d'où son nom de monostable ; l'échelon de commande, ordre de basculement, v_e provoque le changement d'état (dit « métastable ») puis, au bout du temps θ, le système revient à l'état stable. La durée θ de l'état métastable est $\theta = \tau \cdot l_n \dfrac{\Delta V \text{ totale}}{\Delta V \text{ restante}}$

soit $\theta = R_2 \cdot C_2 \, l_n \dfrac{|V_H - V_L|}{|V_{Réf.}|}$.

Analyser le fonctionnement et représenter en concordance des temps : v_e (échelon positif de 0 à +9 V), v^-, v^+ et v_S. Prendre $|V_{sat}| = 8$ V et $V_{Réf.} = -1{,}5$ V.

On améliore le montage avec les diodes D_1 et D_2 au silicium. La diode d'écrêtage D_1 en parallèle sur R_1 écrête l'impulsion négative du signal v_e s'il est en créneaux (à l'échelon descendant), pour éviter le rebasculement. La diode D_2 en dérivation sur R_2 permet le redéclenchement immédiat après l'état métastable (temps de récupération) en écrêtant la valeur positive de v^+ (à 0,7 V seuil de la diode Si).

Application

Dispositif « *temporisateur* ».

Expérimentation

Relevez les oscillogrammes calibrés de v_e, v^-, v^+, v_S. Interprétez-les et conclure.

Indications

Chronogrammes (fig. 20) à analyser.

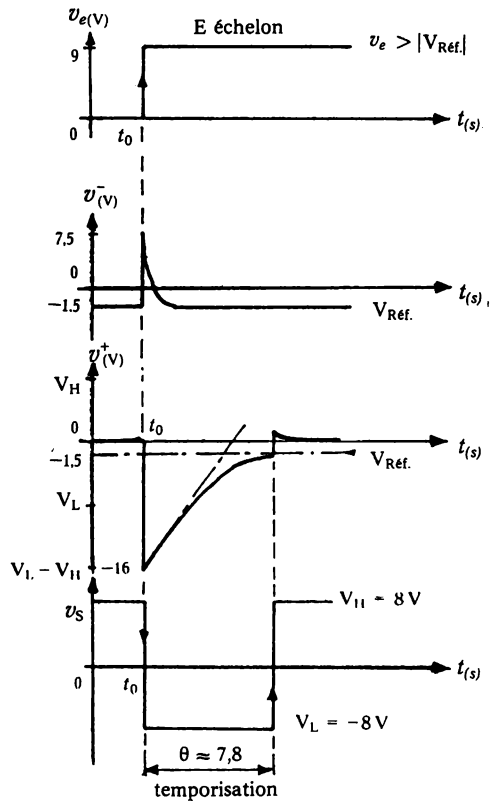


Fig. 20

Fonctionnement : C_1 transmet l'échelon de tension à e^-, puis se décharge par R_1 jusqu'à $v^- \geq v^+$, où il y a basculement de v_S à V_L et v^+ à $V_L - V_H = 2\,|V_{sat}|$. Ensuite C_2 se décharge par R_2 jusqu'à $v^+ \geq V_{Réf.}$ où v_S bascule à V_H en transmettant la variation sur e^+, puis C_2 se décharge à 0 V. La valeur positive de v^+ est écrêtée à 0,7 V par la diode D_2 afin de réduire le temps de récupération et permettre le redéclenchement immédiat de la monostable.

On a une durée de temporisation réglable par $\tau = R_2C_2 = 33 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-6} = 3{,}3$ s. La durée θ est $\theta = \tau \cdot l_n \dfrac{|V_H - V_L|}{|V_{Réf.}|} = 3{,}3\, l_n \dfrac{16}{1{,}5} \simeq 7{,}8$ s. θ peut se régler encore par $V_{Réf.}$.

MESURE N° 5

Les dispositifs générateurs de courant

TRAVAUX PRATIQUES 1

Étude du montage en source de courant

La (fig. 1) représente le montage en générateur ou « source de courant » contrôlé par la tension v_e. Il fonctionne en régime linéaire avec les hypothèses de l'amplificateur opérationnel parfait. On réalise ainsi un générateur idéal de « Norton » dont le courant de « court-circuit » i_S est proportionnel à la tension de commande v_e; i_S circule dans la charge R_L variable; l'amplificateur opérationnel est polarisé de façon symétrique en ± 15 V.

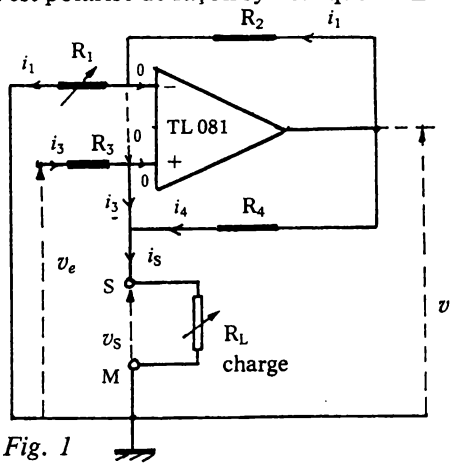


Fig. 1

PRÉPARATION

1. Exprimer v en fonction de v_S, R_1 et R_2.

2. Vérifier que : $i_S = \frac{v_e}{R_3} + v_S\left(\frac{R_2}{R_1 \cdot R_4} - \frac{1}{R_3}\right)$.

3. Quelle est la condition à réaliser pour que le montage soit équivalent à un générateur de courant parfait commandé par v_e (à i_S constante indépendante de v_S).

4. Donner alors l'expression de R_1, puis de i_S et préciser les limites de fonctionnement du dispositif. On prendra $R_2 = R_3 = R_4 = 10$ kΩ. Calculer R_1 et i_S pour $v_e =$ 1 V, ... 10 V.

EXPÉRIMENTATION

Réaliser le montage en prenant $R_1 = 12$ kΩ ±5 %; R_L est une boîte à décades (×1 kΩ, ×10 kΩ).

Tracer la caractéristique $v_S = f(i_S)$ et déduire les paramètres I_N et R_N du modèle équivalent de Norton.

En remplaçant R_1 par une boîte à décades (×100 Ω, ×1 kΩ) réglée à la valeur théorique trouvée en **4.**, vérifier pour 5 valeurs de R_L, que i_s est indépendant de la charge et comparer à la valeur théorique trouvée à v_e constante.

Avec R_L constante = 1 kΩ, tracer la caractéristique $i_S = f(v_S)$ pour v_e variable de 0 à 5 V; observer $i_S = f(v_e)$. Remarques et discussion.

Application

Étude de la charge d'un condensateur à courant constant

On remplace la charge résistive R_L par un condensateur C = 10 nF; la tension de commande est fournie par un générateur de créneaux symétriques d'amplitude 1 V et de fréquence 1 kHz.

Relever l'oscillogramme de $v_C = f(t)$. Discuter de son allure (attention au réglage de l'« offset » de l'amplificateur opérationnel).

Montrer que $v_S = \frac{i_S}{C}(t - t_0) + v_{S_0}$; $v_S = v_{S_0}$ à $t = t_0$; si C déchargé $v_{S_0} = 0$ et $v_S = v_C = \frac{i_S}{C} \cdot t$ est *linéaire* (fonction triangulaire).

Indications

1. Expression de $v = f(v_S, R_1, R_2)$: on a les équations de mailles :

1. $v = (R_1 + R_2)\, i_1$
2. $v_S = R_L \cdot i_S = v - R_2 \cdot i_1$
3. $v_e = v_S + R_3 \cdot i_3$
4. $v = v_S + R_4 \cdot i_4$
5. $i_S = i_3 + i_4$

de 2 et 1 : $v_S = v - R_2 \cdot \frac{v}{R_1 + R_2} = v\left(1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)$

soit $v = v_S \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}$

2. Expression de i_S :

de 5 et 3 : $i_3 = i_S - i_4 = \frac{v_e - v_S}{R_3}$

et de 4 : $i_4 = \frac{v - v_S}{R_4}$ soit $i_S = \frac{v_e - v_S}{R_3} + \frac{v - v_S}{R_4}$

et avec v de 6 : $i_S = \frac{v_e - v_S}{R_3} + \frac{v_S(R_1 + R_2)}{R_1 \cdot R_4} - \frac{v_S}{R_4}$

$$\Rightarrow i_s = \frac{v_e}{R_3} - \frac{v_S}{R_3} + \frac{v_S \cdot R_2}{R_1 \cdot R_4}$$

finalement : $i_S = \frac{v_e}{R_3} + v_S\left(\frac{R_2}{R_1 \cdot R_4} - \frac{1}{R_3}\right)$

3. Le dispositif se comporte en générateur de courant constant, commandé par v_e et indépendant de v_S (donc de R_L) *si le terme en v_S est nul* $\Rightarrow \frac{R_2}{R_1 \cdot R_4} = \frac{1}{R_3}$

soit $R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3$ d'où $R_{1\ \text{ajustable}} = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_4}$.

4. Calculs de R_1 et i_s

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_4} = \frac{10 \times 10}{10} = 10\ \text{k}\Omega$$

et $i_S = \frac{v_e}{R_3}$, si $v_e = 1$ V $\Rightarrow i_S = 0{,}1$ mA... si $v_e = 10$ V $\Rightarrow i_S = 1$ mA.

Pour assurer la *stabilité* du dispositif, on prendra R_1 légèrement supérieur à 10 kΩ; avec $R_1 = 10$ kΩ, on se trouve au point critique de basculement du régime linéaire au régime de commutation. v_e sera limité à la valeur de $i_{S\ \text{maxi}}$ de l'amplificateur opérationnel.

APPLICATIONS

1. Construction d'un générateur de signaux triangulaires (en « dents de scie »)

PRÉPARATION

On donne le montage (fig. 2) constitué de l'étage 1 *générateur de rampe* (étudié TP1), suivi de l'étage 2 « *comparateur* » et du *transistor* (T) de décharge. On donne : v_e = 4,7 V ; tous les résistors R de 4,7 kΩ ; R_1 ajustable 5 kΩ ; R_B = 4,7 kΩ ; R_2 = 100 kΩ ; R_3 à déterminer pour que v_{AM} = 5 V. Amplificateur opérationnel 1 et 2 = TL 081 ; T = 2N2222 ; D = 1N4004. v_e est une pile 4,5 V (neuve). L'alimentation des amplificateurs opérationnels est symétrique ±15 V, C = 10 nF... 100 nF.

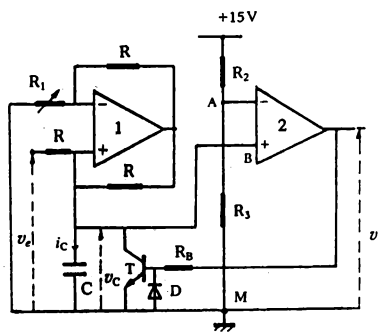


Fig. 2

Questions

1. Déterminer R_3 pour que v_{AM} = 5 V.

2. Définir les rôles de l'amplificateur opérationnel 2, du transistor T, de la diode D. Dans quel état est le transistor T pour v_C = 0 ? Que se passe-t-il quand C se charge ?

3. On a $v_C = \frac{i_C}{C} \cdot t$, pour C = 10 nF, i_C = 1 mA et $v_{C\,max}$ = 5 V, calculer la période T et la fréquence de v_C ; refaire les calculs pour C = 100 nF. Calculer C pour obtenir f = 1 kHz. Représenter alors les chronogrammes prévisibles de $v_{C(t)}$ et $v_{(t)}$.

EXPÉRIMENTATION

Relever les oscillogrammes de $v_{C(t)}$ et $v_{(t)}$.

Déduire le coefficient directeur de la « rampe » de $v_{C(t)}$ et la fréquence des oscillations en « dents de scie ». Comment faire varier la fréquence de v_C ? Régler f à 1 kHz. La linéarité de la « rampe » de v_C sera affinée par réglage de R_1 sans nuire à la stabilité du dispositif.

Indications

Revoir le TP1.

1. Pour $v_{AM} = 5\text{ V} \Rightarrow \frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{5}{15} = \frac{1}{3} \Rightarrow R_3 = \frac{R_2}{2} = 50\text{ k}\Omega$, prendre dans la série E_{24} :

$$R_3 = 51\text{ k}\Omega \pm 5\ \%\ \text{-}\ 1/4\text{ W}$$

2. L'amplificateur opérationnel est monté en « comparateur » ; on a : $v_{BM} = v^+ = v_C$ et $v_{AM} = v^- = 5$ v ; quand $v^+ < 5\text{ V} \Rightarrow v = V_{sat-} \simeq -14\text{ V}$ et quand $v^+ > 5\text{ V} \Rightarrow v = V_{sat+} \simeq 14$ V. Il s'ensuit des phases de blocage (à la charge de C jusqu'à 5 V) et de conduction à saturation (décharge rapide de C) du transistor T, pour un cycle d'une « dent de scie ».

3. Pour C = 10 nF ; v_C = 5 V ; i_C = 1 mA constant, on a :

$v_C = \frac{i_C}{C} \cdot T \Rightarrow T = \frac{v_C \cdot C}{i_C} = \frac{5}{10^{-3}} \cdot 10 \times 10^{-9}$
$= 5 \times 10^{-5}\text{ s} = 50\ \mu\text{s} \Rightarrow f = 20\text{ kHz}$.

Pour C = 100 nF $\Rightarrow$ T = 0,5 ms $\Rightarrow f$ = 2 kHz.

Pour f = 1 kHz $\Rightarrow$ T = 1 ms $\Rightarrow$ C = 200 nF.

Chronogrammes (fig. 3).

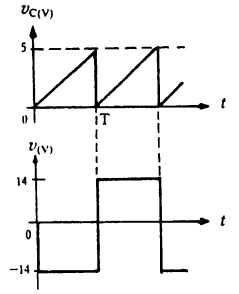


Fig. 3

2. Convertisseur tension-courant : mesurage d'une intensité de courant

PRÉPARATION

Le montage (fig. 4) est un convertisseur tension-courant dont la charge R_L (disposée dans la boucle de rétroaction de l'amplificateur opérationnel non inverseur) est dite « *flottante* ».

Quand l'amplificateur opérationnel est saturé, on atteint les limites de fonctionnement du dispositif, c'est-à-dire : $v_{S\,max} = V_{sat} = 14$ V et $u_{RL\,max} \simeq V_{sat} - v_{e\,max}$ et $\varepsilon \neq 0$.

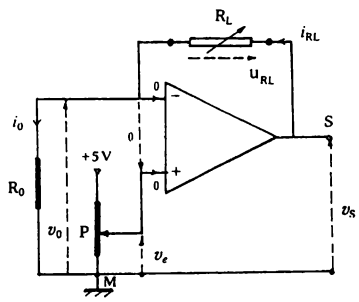


Fig. 4

Quand l'amplificateur opérationnel est en régime linéaire, on a $\varepsilon \simeq 0$ et $v_0 = v^- \simeq v_e$ soit :

$i_0 = i_{RL} = \frac{v_0}{R_0} = \frac{v_e}{R_0}$. Donc i_{RL} est commandé par v_e, d'où pour v_e constante, i_{RL} est constant et indépendant de la charge R_L.

EXPÉRIMENTATION

Faire varier R_L de 0 à $R_{L\,max}$ jusqu'à saturation de l'amplificateur opérationnel, lorsque $i_{RL} \neq i_0 = \frac{v_e}{R_0}$ pour v_e = 1 V, puis pour v_e = 5 V.

Mesurer v_S, u_{RL}, ε avec un voltmètre numérique.

Remplacer R_L par un condensateur et constater que C se charge à courant constant i_C, tant que l'amplificateur opérationnel n'est pas saturé. Quand i_C commence à diminuer, observer que $\varepsilon \neq 0$ et $v_S = V_{sat}$. On prendra l'amplificateur opérationnel TL 081 (i_{RL} = 0 à 15 mA) ou TCA 365 (i_{RL} = 0 à 3 A) ; alimentation ±15 V ; v_e par alimentation 5 V ; R_0 = 1 kΩ ; R_L potentiomètre 22 kΩ linéaire ; P potentiomètre 10 kΩ linéaire.

MESURE N° 6

Les montages déphaseurs

1. PRÉPARATION

Dans les montages ci-contre, l'amplificateur opérationnel est considéré « idéal » en mode linéaire.

1.1. (fig. 1) Exprimer la transmittance complexe ou fonction de transfert $\underline{T} = \frac{\underline{V_s}}{\underline{V_e}}$ en fonction de R, C, ω.

1.2. Déduire le module $|\underline{T}|$ et l'argument $\theta = \arg \underline{T}$.

1.3. Calculer $\underline{Z_e} = \frac{\underline{V_e}}{\underline{I_e}}$ et déduire $|\underline{Z_e}|$ et le déphasage $\varphi\ (\vec{V_e}, \vec{I_e})$.

1.4. Tracer la courbe de $\theta = g\left(\frac{f}{f_0}\right)$ avec $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$.

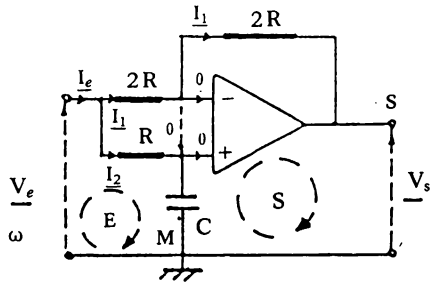


Fig. 1

2. EXPÉRIMENTATION

2.1. Réaliser le montage (fig. 1) et relever la courbe de $|\underline{T}|$ en fonction de la fréquence $f \in [100\ \text{Hz}; 20\ \text{kHz}]$.

Mesurer $\theta = \arg \underline{T}$ à l'aide d'un oscilloscope bicourbe en précisant la méthode utilisée. On prendra : R = 1 kΩ donc 2R = 2 kΩ et C = 0,1 μF.

2.2. Réaliser le montage (fig. 2) par simple permutation de R et C dans le montage figure 1. Pour les mêmes fréquences qu'en 2.1, relever $|\underline{T'}|$ en fonction de la fréquence.

Mesurer $\theta' = \arg \underline{T'}$ et préciser son signe. On recalculera dans ce cas $\underline{T'} = \frac{\underline{V_s}}{\underline{V_e}}$.

Vérifier que, quelle que soit la fréquence f, $V_e = V_S$. Quelle est la valeur du déphasage θ' dans les 2 cas où $f = 0$ et $f \to \infty$.

Exprimer littéralement la fréquence f_0 pour que $\theta' = \frac{\pi}{2}$.

Expérimentalement, on recherchera f_0, puis on mesurera V_S' efficace de sortie pour $\frac{f_0}{10}$, f_0, $10 f_0$ et le déphasage θ' de v_s' par rapport à v_e' pour la même fréquence.

Comparer les résultats expérimentaux avec les calculs effectués.

On peut utiliser d'autres couples de valeurs numériques en travaux pratiques.

Par exemple : (2R) de 10 kΩ, R de 5 kΩ, C de 22 nF.

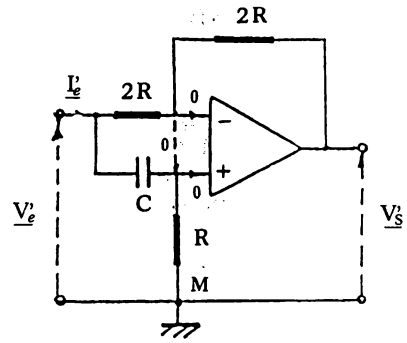


Fig. 2

Indications

(fig. 1) On a $2R \cdot \underline{I_1} = R \cdot \underline{I_2} \Rightarrow \frac{\underline{I_1}}{\underline{I_2}} = \frac{1}{2}$ (1).

Dans la maille d'entrée E, on tire :

$\underline{V_e} - (R + \underline{Z_C})\,\underline{I_2} = 0$ (2) $\Rightarrow \underline{V_e} = (R + \underline{Z_C})\,I_2$

Dans la maille de sortie S, on trouve :

$\underline{Z_C} \cdot \underline{I_2} - 2R \cdot \underline{I_1} - \underline{V_S} = 0$ (3)

On élimine $\underline{I_1}$ et $\underline{I_2}$ entre (1), (2), (3) ; dans (3) :

$\underline{Z_C} \cdot \underline{I_2} - R\underline{I_2} - \underline{V_S} = 0 \Rightarrow \underline{V_S} = (\underline{Z_C} - R)\,\underline{I_2}$ (4)

$$\text{et } \underline{T} = \frac{\underline{V_S}}{\underline{V_e}} = \frac{\underline{Z_C} - R}{\underline{Z_C} + R}$$

$$\text{soit avec } \underline{Z_C} = \frac{1}{j\,C\,\omega}$$

$$\text{on a finalement } \underline{T} = \frac{1 - j\,RC\,\omega}{1 + j\,RC\,\omega} = \frac{\underline{N}}{\underline{D}}$$

$\theta = \arg \underline{T} = \arg \underline{N} - \arg \underline{D} = \varphi_N - \varphi_D$

où $\varphi_N = \text{arc tg}\,(-RC\,\omega)$ et $\varphi_D = \text{arc tg}\,(+RC\,\omega)$

Attention !

Dans les calculs sur les nombres complexes, il est parfois déconseillé de rendre les expressions rationnelles (c'est-à-dire avec dénominateur réel en multipliant par l'expression conjuguée de $\underline{D}$) qui entraînent des calculs longs et fastidieux, donc sources d'erreurs. D'autre part, les formes rationnelles obtenues ne permettent pas, pour autant, une exploitation facile des expressions aux variations de ω ou de f.

Pour :

- $\omega = 0 \Rightarrow |\underline{T}| = 1$ et $\theta = 0$
- $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC} \Rightarrow \underline{T} = \frac{1 - j}{1 + j}$ et $\theta = \varphi_N - \varphi_D = -\frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{4} = -\frac{\pi}{2}$ avec $\underline{T} = 1^{\left\lfloor -\frac{\pi}{2}\right.}$
- $\omega \to \infty \Rightarrow |\underline{T}| = 1$ et $\theta = -\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} = -\pi$

Le circuit déphase V_S sur V_e.

Si l'on pose $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ on écrit $\underline{T} = \frac{1 - j\,\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\,\frac{\omega}{\omega_0}}$ et avec $x = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0}$.

On réduit l'expression à $\underline{T} = \frac{1 - jx}{1 + jx}$

et $\arg \underline{T} = \text{arc tg}\,(-x) - \text{arc tg}\,x$.

On peut écrire $\underline{T} = \dfrac{\sqrt{1+x^2}\cdot\angle\varphi_N}{\sqrt{1+x^2}\cdot\angle\varphi_D}$ soit $\underline{T} = 1\angle 2\varphi$ puisque $\varphi_D = -\varphi_N$ donc $\theta = \varphi_N - \varphi_D = -2\varphi_D = -2\varphi$ donc quel que soit x, c'est-à-dire f, on aura toujours $|\underline{T}| = 1$ et $V_S = V_e$ et $\theta = -2$ arc tg x.

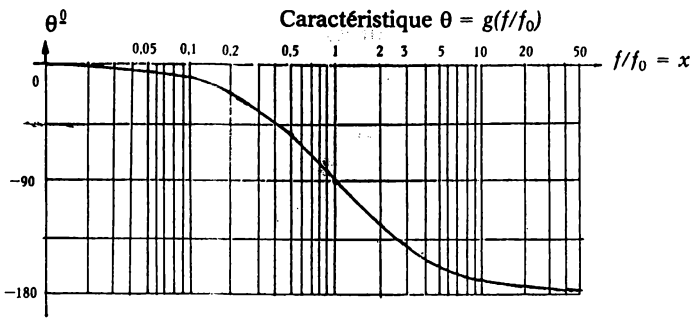


Fig. 3

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 10^3 \times 0{,}1 \times 10^{-6}} \simeq 1{,}6 \text{ kHz}$$

(fig. 2) On adoptera une autre solution pour déterminer $\underline{T'}$:

Comme $\underline{V^-} = \underline{V^+} = \underline{V_e}\cdot\dfrac{R}{R+\underline{Z_C}}$, on obtient $\underline{V_e} + \underline{V_S} = 2\underline{V_e}\cdot\dfrac{R}{R+\underline{Z_C}}$ puisque $\underline{V^-} = \dfrac{\underline{V_e}+\underline{V_S}}{2}$

donc $\underline{T'} = \dfrac{\underline{V_S}}{\underline{V_e}} = \dfrac{2R}{R+\underline{Z_C}} - 1 \Rightarrow \underline{T'} = \dfrac{R-\underline{Z_C}}{R+\underline{Z_C}}$

soit $\underline{T'} = \dfrac{-1+jRC\omega}{1+jRC\omega} = \dfrac{\underline{N'}}{\underline{D'}}$.

En posant comme précédemment : $x = \dfrac{\omega}{\omega_0} = \dfrac{f}{f_0}$ avec $\omega_0 = \dfrac{1}{RC} \Leftrightarrow f_0 = \dfrac{1}{2\pi RC}$ on réduit l'expression à $\underline{T'} = \dfrac{-1+j_x}{1+j_x} = \dfrac{\underline{N'}}{\underline{D'}}$.

Pour éviter des erreurs dans l'interprétation des arguments, il est préférable d'adopter une représentation vectorielle des nombres complexes. Ainsi, on aurait pour les 2 cas de montages étudiés :

Synthèse

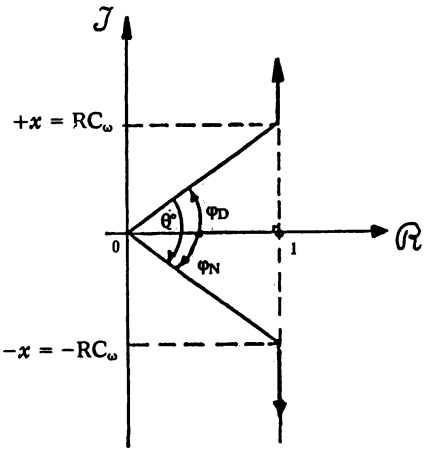


Fig. 1b

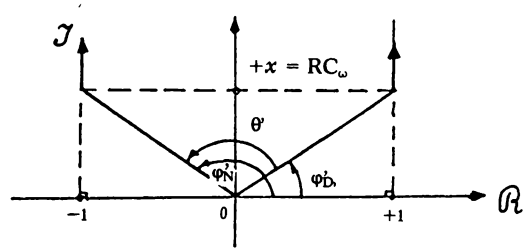


Fig. 2b

$\underline{T} = \dfrac{1-j_x}{1+j_x} = 1\angle -2\varphi$

$\theta = \arg \underline{T} = \varphi_N - \varphi_D = -2\varphi$ où $\varphi = \text{Arc tg } RC\omega$
soit $\theta = -2 \text{ Arc tg} x$ où $x = RC\omega$; $|\underline{T}| = 1 \Rightarrow V_S = V_e$

pour
- $\omega = 0 \Rightarrow f = 0$ et $x = 0 \Rightarrow \underline{T} = 1\angle 0$ et $|\underline{T}| = 1$; $\theta = 0$
- $\omega = \omega_0 \Rightarrow f = f_0$ et $x = 1 \Rightarrow \underline{T} = 1\angle -\frac{\pi}{2}$ et $|\underline{T}| = 1$; $\theta = -\frac{\pi}{2}$
- $\omega \to \infty \Rightarrow f \to \infty$ et $x \to \infty \Rightarrow \underline{T} = 1\angle -\pi$ et $|\underline{T}| = 1$; $\theta = -\pi$

$\underline{T'} = \dfrac{-1+j_x}{1+j_x} = 1\angle \pi - 2\varphi'$

$\theta' = \arg \underline{T'} = \varphi'_N - \varphi'_D = \pi - 2\varphi'$ où $\varphi' = \text{Arc tg } RC\omega$
soit $\theta' = -2 \text{ Arc tg} x$ où $x = RC\omega$; $|\underline{T'}| = 1 \Rightarrow V'_S = V'_e$

- $\omega = 0 \Rightarrow f = 0$ et $x = 0 \Rightarrow \underline{T'} = 1\angle \pi$ et $|\underline{T'}| = 1$; $\theta' = \pi$
- $\omega = \omega_0 \Rightarrow f = f_0$ et $x = 1 \Rightarrow \underline{T'} = 1\angle \frac{\pi}{2}$ et $|\underline{T'}| = 1$; $\theta' = \frac{\pi}{2}$
- $\omega \to \infty \Rightarrow f \to \infty$ et $x \to \infty \Rightarrow \underline{T'} = 1\angle 0$ et $|\underline{T'}| = 1$; $\theta' = 0$

Tirer les conclusions et tracer la caractéristique de phase $\theta' = g(f/f_0)$.

MESURE N° 7

Les générateurs de signaux sinusoïdaux

I. Générateur de signaux sinusoïdaux à pont de Wien

PRÉPARATION

① Étude préalable du réseau de Wien

C'est un quadripôle à RC, utilisé dans les montages connus tels que : pont de Wien pour la mesure des fréquences, oscillateurs sinusoïdaux, filtres « passe-bande ».

1.1. Déterminez l'expression complexe de la transmittance du filtre passif $\underline{T} = \frac{\underline{V_2}}{\underline{V_1}}$ en fonction des éléments du montage (fig. 1) R, C, et de la pulsation ω, puis de la fréquence f de la tension d'entrée V_1.

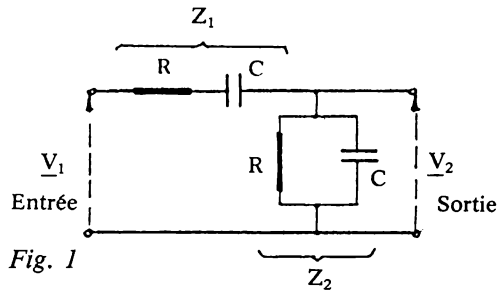


Fig. 1

1.2. Déduire la transmittance $\underline{T_0}$ maximale pour laquelle $\underline{T_0}$ est un nombre réel positif et V_2 est en phase avec V_1 : quelle est alors l'expression de ω_0 (et f_0) correspondante(s) à $\underline{T_0}$. Donner alors l'expression de $\underline{T}$ en fonction des rapports $\frac{\omega}{\omega_0}$, $\frac{\omega_0}{\omega}$; puis en fonction des rapports de fréquences $\frac{f}{f_0}$ et $\frac{f_0}{f}$.

1.3. Compléter le tableau proposé (fig. 2*a*). Présenter seulement un exemple de calcul pour $f/f_0 = 0{,}5$ (3 chiffres significatifs suffisent pour les résultats).

f/f_0	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10
T							
arg $\underline{T}$ (°)							

Fig. 2a

1.4. Tracer le diagramme de Nyquist, représentation vectorielle dans le plan complexe de la transmittance $\underline{T}$ du réseau de Wien, en fonction du rapport des fréquences f/f_0. Quels sont les avantages de ce diagramme comparé aux diagrammes de Bode $T = g(f/f_0)$ et $\theta = \arg \underline{T}_{(0)} = h(f/f_0)$?

Application numérique

Pour les questions 1.3. et 1.4. on prendra les valeurs indiquées dans le montage (n° 1) - (fig. 10) de l'oscillateur à Pont de Wien [TP n° 1] ; soit R = 10 kΩ et C = 10 nF.

On désignera par Z_1 l'impédance du circuit série et par Z_2 celle du circuit parallèle.

② Étude expérimentale de l'oscillateur à réseau de Wien

* On se reportera au TP (n° 1).

Indications

1.1. On a : $\underline{T} = \frac{\underline{V_2}}{\underline{V_1}}$ et $\underline{V_2} = \underline{V_1} \cdot \frac{\underline{Z_2}}{\underline{Z_1} + \underline{Z_2}}$ (relation du diviseur de tension)

donc : $\underline{T} = \frac{\underline{Z_2}}{\underline{Z_1} + \underline{Z_2}} = \frac{1}{1 + \frac{\underline{Z_1}}{\underline{Z_2}}} = \frac{1}{1 + \underline{Z_1} \cdot \underline{Y_2}}$

à la pulsation $\omega = 2\pi f$.

où $\underline{Z_1} = R - j\frac{1}{C\omega} = R + \frac{1}{jC\omega}$ (circuit série)

et $\underline{Y_2} = \frac{1}{R} + jC\omega$ (admittance du circuit parallèle R // C) ; soit $\underline{T} = \frac{1}{1 + \left(R + \frac{1}{jC\omega}\right)\left(\frac{1}{R} + jC\omega\right)}$

et en effectuant on obtient :

$$\underline{T} = \frac{1}{3 + j\left(RC\omega - \frac{1}{RC\omega}\right)} \quad (1)$$

et module de $\underline{T}$:

$$T = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(RC\omega - \frac{1}{RC\omega}\right)^2}}$$

1.2. Si l'on envisage « l'aspect physique » du réseau de Wien (fig. 1) on constate que lorsque $f \to \infty$ la réactance $X_{C\,//} \to 0$ et le circuit parallèle « court-circuite » la sortie, donc $\underline{V_2} \simeq 0$; puis quand $f \to 0 \Rightarrow X_C$ série $\to \infty$ donc $Z_1 \gg Z_2$ et $\underline{V_2} \simeq 0$. Cependant entre l'intervalle de fréquence $[0 ; \infty]$ il existera au moins une fréquence f_0 pour laquelle $\underline{V_2}$ est maximale. C'est donc bien un filtre « passe-bande » que l'on réalise avec le réseau de Wien.

$\underline{T}$ est maximale quand le dénominateur de l'expression (1) est minimal, c'est-à-dire quand on annule son terme imaginaire, soit à la pulsation ω_0,

pour $RC\omega_0 = \frac{1}{RC\omega_0} \Rightarrow RC\omega_0 = 1 \Leftrightarrow \omega_0 = \frac{1}{RC}$.

Conclusion

À la pulsation $\omega_0 = \frac{1}{RC}$, donc à la fréquence $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$, pour V_1 constante, V_2 est maximale et $T_0 = \frac{1}{3}$ est un nombre réel positif ; en conséquence V_2 et V_1 sont en phase.

Pour toute valeur de $\omega \neq \omega_0$, le terme imaginaire en j n'est pas nul et par suite un module $T < T_0$ (il y a « atténuation ») et V_2 est déphasée par rapport à V_1.

En posant $RC = \frac{1}{\omega_0}$ on a :

$$\underline{T} = \frac{1}{3 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad ②$$

et comme $\omega = 2\pi f$, on a aussi :

$$\underline{T} = \frac{1}{3 + j\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)} \quad ③$$

Compléments

Expression de t_v en décibels (db) :

On pose $\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0} = x$ où $\omega_0 = \frac{1}{RC}$;

d'où $\underline{T_v} = \frac{\underline{V_2}}{\underline{V_1}} = \frac{1}{3 + j\left(x - \frac{1}{x}\right)}$

et $T_v = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(x - \frac{1}{x}\right)^2}}$

$$\Rightarrow t_{v\,(db)} = -20\,lg\sqrt{9 + \left(x - \frac{1}{x}\right)^2}$$

soit : $t_{v\,(db)} = -10\,\lg\left[9 + \left(x - \frac{1}{x}\right)^2\right]$

Cette expression nous permet le tracé du diagramme de Bode; $t_{v\,(db)} = f\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$ ou $t_{v\,(db)} = g\left(\frac{f}{f_0}\right)$.

Expression de l'argument θ de Tv :

On a : $\theta = \arg \underline{Tv} = \arg 1 - \arg\left[3 + j\left(x - \frac{1}{x}\right)\right]$

$$\Rightarrow \theta = -\,\text{Arc } tg\,\frac{1}{3}\left(x - \frac{1}{x}\right)$$

θ est l'opposé de l'arc situé dans le 1er ou le 4e quadrant ayant pour tangente $\frac{1}{3}\left(x - \frac{1}{x}\right)$.

Donc si :

$\omega = \omega_0 \Rightarrow x = 1$ et la $tg\,\theta = 0 \Rightarrow \theta = 0^0$
et $\underline{V_2}$ et $\underline{V_1}$ sont en phase;

$\omega < \omega_0 \Rightarrow x < 1$ et la $tg\,\theta < 0 \Rightarrow \theta > 0^0$
et $\underline{V_2}$ en avance sur $\underline{V_1}$;

$\omega > \omega_0 \Rightarrow x > 1$ et la $tg\,\theta > 0 \Rightarrow \theta < 0^0$
et $\underline{V_2}$ en retard sur $\underline{V_1}$.

1.3.

f/f_0	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10
T	0,097	0,177	0,298	0,333	0,298	0,177	0,097
arg T (θ°)	+73,1	+58	+26,6	0	−26,6	−58	−73,1

Fig. 2b

Exemple de calcul :

Pour $\frac{f}{f_0} = 0{,}5$,

on a $\underline{T} = \frac{1}{3 + j\,(0{,}5 - 2)} = \frac{1}{3 - 1{,}5\,j} = \frac{1}{\underline{D}}$

et $D = \sqrt{3^2 + 1{,}5^2} = 3{,}354$

$\arg \underline{D} = \text{Arc } tg\left(-\frac{1{,}5}{3}\right) \simeq -26{,}6^0$ $\Rightarrow \underline{D} = 3{,}35^{\lfloor -26{,}6^\circ}$

soit $\underline{T} = \frac{1}{\underline{D}} = \frac{1}{3{,}35}^{\lfloor -\arg \underline{D}} = 0{,}298^{\lfloor +26{,}6^\circ}$

On peut compléter le tableau (fig. 2*b*) par une ligne de calcul de $t_{v\,(db)}$ sachant que :

$$t_v = -10\,\lg\left[9 + \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)^2\right]$$

ou plus simplement $t_{v\,(db)} = 20\,\lg T_v$. On obtiendrait :

f/f_0	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10
$t_{v(db)}$	−20	−15	−10,5	−9,5	−10,5	−15	−20

1.4.

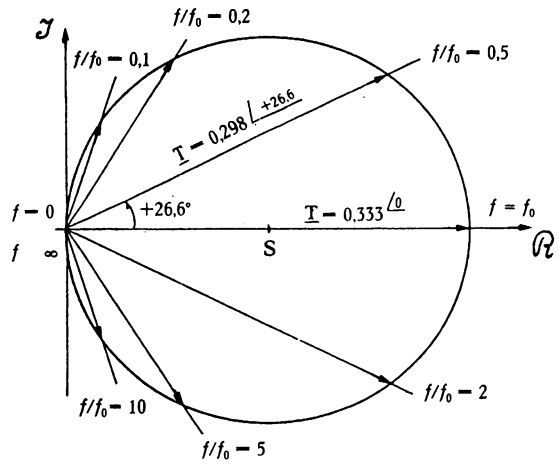


Fig. 3

C'est la représentation graphique de l'extrémité du vecteur représentatif du nombre complexe $\underline{T}$ dans le plan complexe ($\mathcal{J}$, $\mathcal{R}$) lorsque la fréquence varie de 0 à l'infini. (C'est un diagramme « polaire ».) Ici le diagramme est un cercle de diamètre 1/3 centré en S $\left(\frac{1}{6};\ 0\right)$.

L'avantage de cette représentation est de visualiser très rapidement non seulement le module T, mais aussi l'argument de $\underline{T}$, donc le déphasage de V_2 par rapport à V_1.

On pourra tracer les courbes :

$t_{v\,(db)} = g\,(f/f_0)$ (fig. 4) *diagramme de Bode asymptotique*. Sur les asymptotes obliques on a une pente de −6 db par « octave » (pour un rapport de fréquence de 2) et de −20 db par « décade » (pour un rapport de fréquence de 10). On utilisera du papier « semi-logarithmique », pour la construction.

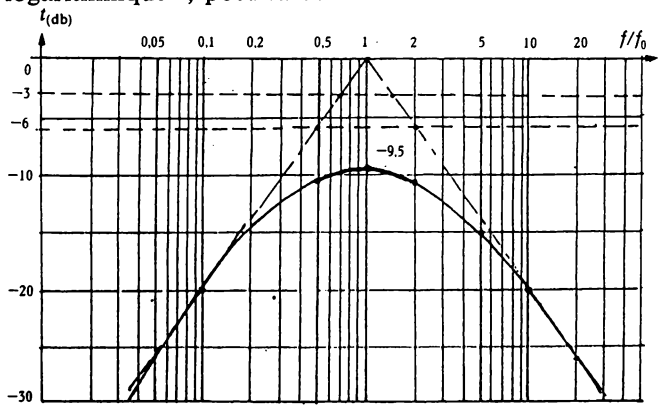


Fig. 4

$\theta° = h\,(f/f_0)$ du déphasage de V_2 par rapport à V_1 est représentée (fig. 5).

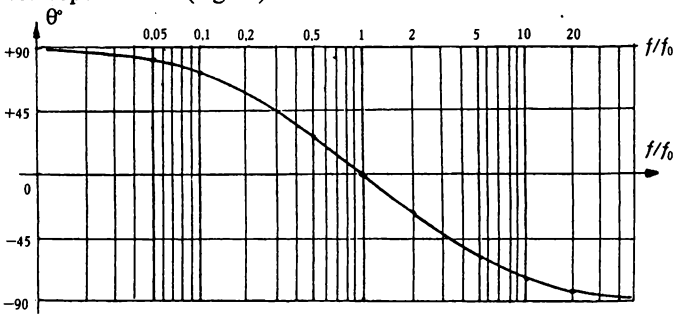


Fig. 5

Le diagramme de Nyquist (fig. 3) est la synthèse de ces deux graphiques. Il peut être très précis à plus grande échelle et si l'on détermine d'autres points.

À titre d'exercice, on peut tracer la courbe du module de $\underline{T}$ soit $T = g\,(f/f_0)$ avec les valeurs de T calculées en ⓘ-3.

II. GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX SINUSOÏDAUX À RÉSEAU DÉPHASEUR RC

PRÉPARATION

1. ÉTUDE DU RÉSEAU DÉPHASEUR À RC

C'est le quadripôle du réseau déphaseur de la chaîne de retour montée dans l'oscillateur à RC du [TP n° 2] (fig. 12*a*).

On retrouve ici un filtre RC « passe-haut » à 3 cellules élémentaires (fig. 6).

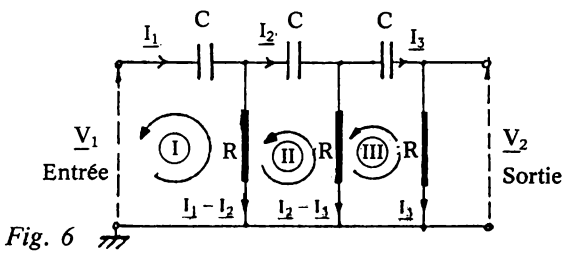


Fig. 6

Le but de ce réseau déphaseur est d'obtenir une tension de sortie V_2, en opposition de phase avec celle d'entrée V_1 dans le cas d'un oscillateur à RC. Il faudra au minimum 3 cellules.

1.1. Établir la relation de l'expression complexe de la transmittance en tension $\underline{T_v} = \dfrac{\underline{V_2}}{\underline{V_1}}$.

On pourra utiliser la loi des mailles ou le calcul en complexes à partir des impédances

$$\underline{Z_S} = \underline{X} = -\frac{j}{C\omega} = \frac{1}{jC\omega} \text{ (en série)}$$

et $\underline{Zp} = R$ (en parallèle).

1.2. Déduire de $\underline{T_v}$ les expressions des modules T_v et argument $\theta = (\vec{V}_e, \vec{V}_S)$.

1.3. Trouver la fréquence et la pulsation f et ω pour lesquelles la condition d'oscillation est réalisée, c'est-à-dire V_S en opposition de phase avec V_e donc $\theta = \pi$ et $\underline{T_v}$ nombre réel négatif. Quelle est alors, dans cette condition, la valeur de T_v ?

1.4. Compléter le tableau de la figure 7 où la variable $x = \dfrac{\omega_0}{\omega} = \dfrac{f_0}{f}$ avec $\omega_0 = \dfrac{1}{RC}$.

$\omega \to 10\omega_0$						ω_0						$\frac{\omega_0}{\sqrt{6}}$			$\frac{\omega_0}{10}$
x	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	1	1,2	1,3	1,5	1,8	2	2,2	$\sqrt{6}$	2,6	3	5	10
T_v																	
$-t_{v(db)}$																	
$\theta°$																	

Fig. 7

1.5. Construire le diagramme de Nyquist en faisant bien apparaître la valeur particulière pour laquelle $\theta = 180°$.

1.6. À titre d'entraînement, on traitera le problème relatif au réseau de la figure 8.

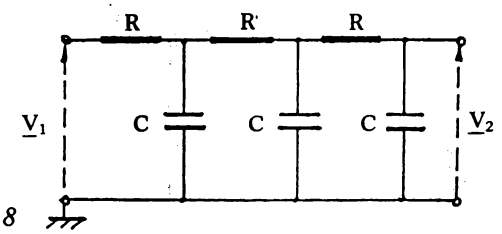


Fig. 8

2. ÉTUDE EXPÉRIMENTALE DE L'OSCILLATEUR À RÉSEAU DÉPHASEUR

On se reportera au TP n° 2 avec $R = 10\ k\Omega$ et $C = 10\ nF$.

Indications

1.1. Expression de $\underline{T_v} = \dfrac{\underline{V_2}}{\underline{V_1}}$:

Dans la maille de sortie III, on a :

$$(R + \underline{X})\,\underline{I_3} - R\,(\underline{I_2} - \underline{I_3}) = 0$$
$$\Rightarrow -R\underline{I_2} + (2R + \underline{X})\,\underline{I_3} = 0 \quad (1)$$
$$\underline{V_2} = R\underline{I_3} \quad (2)$$

Dans la maille centrale II, on a :

$$R(\underline{I_2} - \underline{I_3}) + \underline{X}\underline{I_2} - R(\underline{I_1} - \underline{I_2}) = 0$$
$$\Rightarrow -R\underline{I_1} + (2R + \underline{X})\,\underline{I_2} - R\underline{I_3} = 0 \quad (3)$$

Dans la maille d'entrée I, on a :

$$R(\underline{I_1} - \underline{I_2}) + \underline{X}\,\underline{I_1} - \underline{V_1} = 0$$
$$\Rightarrow (R + \underline{X})\,\underline{I_1} - R\underline{I_2} = \underline{V_1} \quad (4)$$

On tire de (1) $\underline{I_2} = \underline{I_3} \cdot \dfrac{2R + \underline{X}}{R}$; puis on élimine $\underline{I_2}$ dans (3) : $-R\underline{I_1} + \dfrac{(2R + \underline{X})^2}{R} \cdot \underline{I_3} - R\underline{I_3} = 0$

$$\Rightarrow -R^2\underline{I_1} + (3R^2 + 4R\underline{X} + \underline{X}^2)\,\underline{I_3} = 0$$

d'où l'on tire $\underline{I_1} = \dfrac{3R^2 + 4R\underline{X} + \underline{X}^2}{R^2}\,\underline{I_3}$ (5)

On exprime ensuite $\underline{I_1}$ et $\underline{I_2}$ en fonction de $\underline{I_3}$ dans (4) :

$$\underline{V_1} = \frac{(R + \underline{X})(3R^2 + 4R\underline{X} + \underline{X}^2)}{R^2} - \frac{R(2R + \underline{X})}{R} \cdot \underline{I_3}$$

$$\Rightarrow \underline{V_1} = \frac{\underline{X}^3 + 6\underline{X}R^2 + 5\,\underline{X}^2 R + R^3}{R^2} \cdot \underline{I_3}$$

$$\text{donc } \underline{T_v} = \frac{\underline{V_2}}{\underline{V_1}} = \frac{R^3}{\underline{X}^3 + 6\underline{X}R^2 + 5\underline{X}^2R + R^3}$$

$$= \frac{1}{\left(\frac{\underline{X}}{R}\right)^3 + \frac{6\underline{X}}{R} + 5\left(\frac{\underline{X}}{R}\right)^2 + 1} \quad (6)$$

$$\text{avec } \underline{X} = \frac{1}{jC\omega} \Rightarrow \underline{X}^2 = -\frac{1}{(C\omega)^2}$$

$$\Rightarrow \underline{X}^3 = j \cdot \frac{1}{(C\omega)^3}$$

on obtient :

$$\underline{T_v} = \frac{1}{1 - 5 \cdot \frac{1}{(CR\omega)^2} + j\left(\frac{1}{(CR\omega)^3} - 6 \cdot \frac{1}{CR\omega}\right)}$$

puis en posant $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

$$\underline{T_v} = \frac{1}{1 - 5\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 + j\left[\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^3 - 6\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]}$$

et avec $x = \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{f_0}{f}$; $x \in \mathbb{R}^+$ si f croît de 0 à ∞ $\Rightarrow$ x décroît de ∞ à 0.

1.2.

$$\underline{T_v} = \frac{1}{1 - 5x^2 + j(x^3 - 6x)}$$

$$\text{soit } \begin{cases} T_v = \dfrac{1}{\sqrt{(1 - 5x^2)^2 + (x^3 - 6x)^2}} \\ \theta = \arg \cdot \underline{T_v} = -\text{ arc tg } \dfrac{x^3 - 6x}{1 - 5x^2} \end{cases}$$

1.3. V_S et V_e sont en opposition de phase lorsque $\underline{T_v}$, et par suite le dénominateur $\underline{D}$, sont des nombres réels négatifs, donc lorsque la partie imaginaire de $\underline{D}$ est nulle.

$$\text{Soit } x^3 - 6x = 0 \Rightarrow x = \sqrt{6}$$

$$\text{avec } \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{f_0}{f} = \frac{1}{RC} = \sqrt{6}$$

$$\text{on a alors } \omega = \frac{\omega_0}{\sqrt{6}} \text{ et } \omega = \frac{1}{\sqrt{6}\,RC}$$

$$\text{soit } f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}\,RC}$$

$$\text{et } T_v = \frac{1}{1 - 5(\sqrt{6})^2} = \frac{1}{1 - 30} \Rightarrow T_v = -\frac{1}{29}$$

On vérifiera que $\theta = \arg \underline{T_v} = -\text{arc tg } 0 = \pi$; soit $\underline{T_v} = -\frac{1}{29}\angle\pi$ donc si $f \to 0 \Rightarrow x \to \infty$ et $\underline{T_v} \to 0$ et si $f \to \infty \Rightarrow x \to 0$ et $\underline{T_v} \to 1$.

On a affaire ici à un « filtre passe-haut ».

Exemples de calculs

$$\text{Pour } x = 1 \Rightarrow T_v = \frac{1}{\sqrt{(1 - 5)^2 + (1 - 6)^2}} \simeq 0{,}156$$

$$\text{et } -t_v = 20 \log 0{,}156 \simeq 16{,}14 \text{ db}$$

$$\text{arc tg } \frac{1 - 6}{1 - 5} = \text{arc tg } 1{,}25 \simeq 51{,}3°$$

$$\Rightarrow \theta = -\text{arc tg } 1{,}25 = \pi - 51{,}3 \simeq 128{,}7°$$

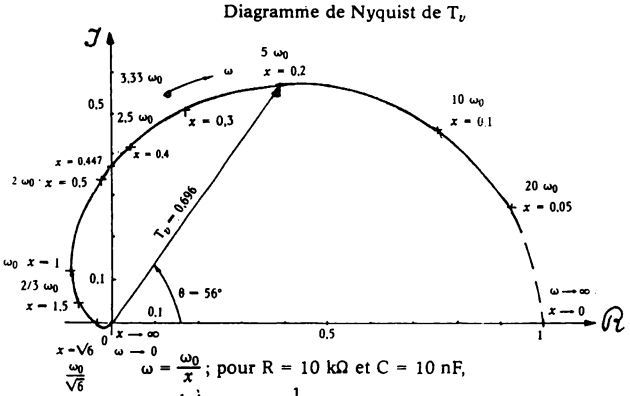
$$\text{Pour } x = \sqrt{6} \Rightarrow T_v \frac{1}{\sqrt{(1 - 5 \times 6)^2 + 0}} = \frac{1}{29}$$

$\simeq 0{,}0345$;

$-t_V = 20 \log 0{,}0345 \simeq 29{,}24$ db ; arc tg $0 = 0° \Rightarrow \theta = \pi = 180°$.

1.5.

Diagramme de Nyquist de T_v



$\omega = \frac{\omega_0}{x}$; pour R = 10 kΩ et C = 10 nF,

on obtient $\omega_0 = \frac{1}{RC} = 10\,000$ rad/s

et $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \simeq 1590$ Hz

V_1 et V_2 sont en opposition de phase pour $f = \frac{f_0}{\sqrt{6}} = 650$ Hz

fig. 9

1.6.

Pour le réseau de la figure 8 on peut, à partir du même raisonnement, en permutant $\underline{X}$ et R dans l'expression (6) de 1.1 obtenir :

$$\underline{T_v} = \frac{1}{\left(\frac{R}{\underline{X}}\right)^3 + 6\frac{R}{\underline{X}} + 5\left(\frac{R}{\underline{X}}\right)^2 + 1}$$

$$\text{soit avec } \frac{1}{\underline{X}} = jC\omega \; ; \; \frac{1}{\underline{X}^2} = -(C\omega)^2 \; ;$$

$$\frac{1}{\underline{X}^3} = -j(C\omega)^3$$

$$\underline{T_v} = \frac{1}{1 - 5(RC\omega)^2 + j[6RC\omega - (RC\omega)^3]}$$

et en posant $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ il vient :

$$\underline{T_v} = \frac{1}{1 - 5\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j\left[6\frac{\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^3\right]}$$

1.4.

$\omega \to$	$10\omega_0$					ω_0								$\frac{\omega_0}{\sqrt{6}}$				$0{,}1\omega_0$
x	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	1	1,2	1,3	1,5	1,8	2	2,2	$\sqrt{6}$	2,6	3	5	10	
T_v	0,89	0,696	0,538	0,426	0,346	0,156	0,12	0,107	0,085	0,062	0,052	0,042	0,034	0,03	0,022	0,006	0,0009	
$-t_{v\,(db)}$	1,01	3,14	5,38	7,41	9,22	16,1	18,4	19,4	21,4	24	25,7	27,3	29,2	30,3	33	43,8	60,6	
$\theta°$	32	56	72	85	95	129	139	143	151	162	168	174	180	186	192	217	242	

d'où avec $x = \frac{\omega}{\omega_0}$: $\underline{T_v} = \frac{1}{1 - 5x^2 + j(6x - x^3)}$

Le module de $\underline{T_v}$: $T_v = \frac{1}{\sqrt{(1 - 5x^2)^2 + (6x - x^3)^2}}$

et l'argument de $\underline{T_v}$: $\theta = -\text{arc tg}\,\frac{6x - x^3}{1 - 5x^2}$

On remarque la « dualité » existante entre ce réseau et celui du réseau (fig. 6).

Vérifier que pour une même valeur de x, les modules T_v des deux réseaux sont identiques et les arguments sont de signes opposés.

Exemple : pour $x = 1$ on a ici

$$T_v = \frac{1}{\sqrt{(1 - 5)^2 + (6 - 1)^2}} \simeq 0{,}156$$

et $\theta = -\text{Arc tg}\,\frac{6 - 1}{1 - 5} \simeq -129°$.

V_S et V_e sont en opposition de phase pour la valeur de x qui annule le terme imaginaire de $\underline{T_v}$ soit $6x - x^3 = 0 \Rightarrow x = \sqrt{6}$.

Donc $x = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0} = \sqrt{6} \Rightarrow f = \sqrt{6} \cdot f_0$

$\Rightarrow f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$ et $T_v = \frac{1}{1 - 5(\sqrt{6})^2} = -\frac{1}{29}$;

soit $\underline{T_v} = -\frac{1^{\angle -\pi}}{29}$.

Si $f \to 0 \Rightarrow x \to 0$ et $T_v \to 1$ et si $f \to \infty \Rightarrow x \to \infty$ et $T_v \to 0$.

On a affaire dans ce cas à un « filtre passe-bas ».

On obtiendra

$$f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} = \frac{\sqrt{6}}{2\pi \times 10 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-9}} \simeq \underline{3900\ \text{Hz}}$$

pour R = 10 KΩ et C = 10 nF.

Le diagramme de Nyquist est symétrique du diagramme ①-⑤ par rapport à l'axe des réels $\mathcal{R}$

Applications

Pour la réalisation des *générateurs de fréquence variable* à large bande avec $f \in$ [30 Hz ; 500 kHz] le montage le plus utilisé est le « pont de Wien », accordé par un condensateur variable de 2 × 500 pF, à stator isolé de la masse. On y adaptera des dispositifs annexes de régulation afin de stabiliser l'amplitude du signal de sortie (voir TP 1).

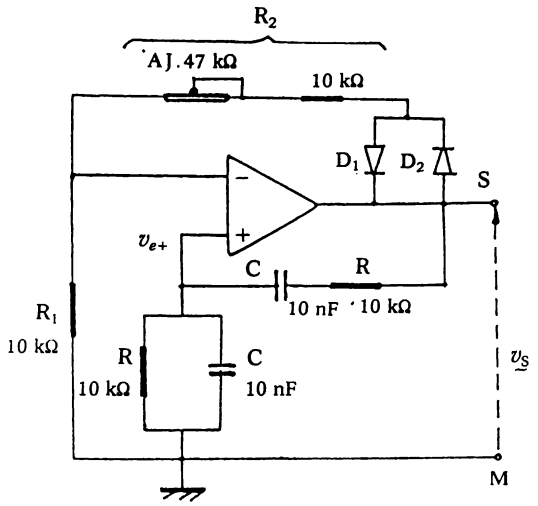
Pour obtenir des fréquences plus élevées, on adopte le réseau déphaseur à RC (fig. 8), équipé de condensateur variable à triple cage.

TRAVAUX PRATIQUES 1

L'oscillateur à pont de Wien

① RÉALISER LE MONTAGE OSCILLATEUR SINUSOÏDAL À FRÉQUENCES AUDIBLES (fig. 10)

La « chaîne directe » est constituée de l'amplificateur opérationnel de résistance d'entrée très élevée, et sa transmittance complexe $\underline{T}$ est un nombre réel positif puisque le signal de réaction produit par le réseau RC de « Wien » est appliqué sur l'entrée + non-inverseuse.



AOP : 741,081
Diodes D_1, D_2 : 1N4148

Fig. 10

Cette chaîne de retour, constituée par le pont de Wien (circuit de réaction positive : v_S - RC série - entrée + - RC parallèle - masse) a pour transmittance $\underline{K}$.

Le dispositif entre en oscillations lorsque la condition $\underline{K} \cdot \underline{T} = 1$ est satisfaite. $\underline{K}$ est aussi un réel positif et on aura oscillation à la fréquence $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ pour $\underline{K_0} = +\frac{1}{3}$ soit $\underline{T} = \frac{1}{\underline{K_0}} = +3$; v_e^+ et v_S en phase.

Puisque $\underline{T} = \frac{\underline{V_S}}{\underline{V_e^+}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, on devra régler l'ajustable de 47 kΩ afin que $\frac{R_2}{R_1} = 2$ soit $R_2 = 2R_1 \Rightarrow$ AJ = 10 kΩ pour $R_2 = 20$ kΩ.

Se reporter à la préparation 7.1.

En résumé l'atténuation du réseau de Wien est de 3 à $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$, fréquence d'oscillation et l'amplification en tension de l'amplificateur opérationnel doit être de 3 ; v_e^+ et v_S sont en phase.

② MANIPULATION - ESSAIS

Vérifier à l'oscilloscope que le dispositif oscille et relever l'oscillogramme de v_S. Observer la forme du signal de sortie avec, puis, sans les diodes D_1 et D_2. Déduire le rôle de ces diodes. Mesurer l'amplitude et la fréquence de v_S. Comparer avec la valeur calculée de f_0. Déduire la phase φ de v_S/v_e. Quelle est l'influence d'une charge R_L = 1 kΩ branchée sur la sortie ?

Conclusions

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 10^4 \times 10^{-8}} \simeq 1{,}6\ \text{kHz};$$

période 0,63 ms.

Sans les diodes, la valeur de l'ajustable est assez critique et v_S se déforme pour une faible variation de R_2 jusqu'à saturation.

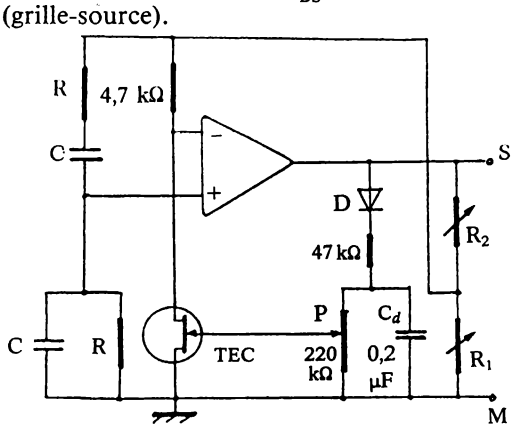
Avec les diodes, la plage de variation de R_2 est nettement élargie sans déformation de v_S.

③ AMÉLIORATIONS DES DISPOSITIFS

On prévoit une régulation en introduisant dans la boucle de contre-réaction un composant non linéaire qui augmente le taux de contre-réaction donc diminue l'amplification A_v de l'amplificateur opérationnel. Par exemple, en remplaçant R_1 par une lampe à filament de coefficient de température $\alpha > 0$ (10 V · 15 mA), si v_S augmente $\Rightarrow v^- \nearrow$ et $R_{lampe} \nearrow$, donc $v^- \nearrow = v_S \nearrow \cdot \dfrac{R_L \nearrow}{R_L + R_2}$ et $A_v \searrow$ $\Rightarrow$ stabilisation du système.

On peut aussi placer un résistor CTN (Coefficient de Température Négatif) dans R_2, et si $v_S \nearrow$ $I_{CTN} \nearrow$ donc $R_{CTN} \searrow$ et $v^- \nearrow = v_S \nearrow \cdot \dfrac{R_1}{R_1 + R_{CTN} \searrow}$ et $A_v \searrow$ donc stabilisation.

(fig. 11) On a régulation automatique d'amplitude de v_S par la variation de résistance Drain-Source d'un transistor à effet de champ (TEC ou J-FET). On polarise la grille du TEC à canal N, monté dans la boucle de contre-réaction, par une fraction de la tension de sortie redressée et filtrée, fonction de la fréquence de l'oscillateur (circuit D, 47 kΩ, P, C_d). On se rappellera que pour les signaux de faible amplitude le « canal » du TEC se comporte comme une résistance R_{DS} variable avec la tension V_{GS} (grille-source).



R = 10 kΩ ; C = 10 nF
R_1 et R_2 : boîtes à décades x 1kΩ + 10 kΩ
TEC : 2 N 3819, 2 N 4222, 2 N 4416, ...

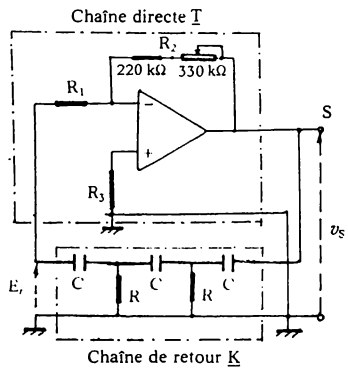
Fig. 11

On peut réaliser un générateur basse fréquence (BF) de 10 Hz à 100 kHz en couplant les résistances R (potentiomètre double couplage mécanique des axes 2 × 47 kΩ ou 2 × 22 kΩ...) et commutation des condensateurs pour les changements de gammes de fréquences par décades.

TRAVAUX PRATIQUES 2

L'oscillateur à réseaux déphaseurs RC

Dans ce montage oscillateur sinusoïdal, la chaîne de réaction ou de retour est constituée de 3 cellules RC dont la transmittance $\underline{K} = \dfrac{\underline{E_r}}{\underline{V_S}} = -\dfrac{1}{29}$ (* se reporter à la préparation 7.2.). Donc les tensions d'entrée et de sortie de la chaîne de retour sont en opposition de phase et la réaction doit se faire sur l'entrée − de l'amplificateur opérationnel, de façon telle que l'on puisse obtenir la condition d'oscillation : $\underline{K} \cdot \underline{T} = 1$ (fig. 12*a*).



R = 10 kΩ ; C = 10 nF
$R_1 = R = 10$ kΩ
$R_2 = |220$ kΩ + Aj 330 kΩ|
$R_3 = |R_1 // R_2| = R_1 \cdot 10$ kΩ

Fig. 12a

L'entrée + de l'amplificateur opérationnel est au potentiel masse par R_3 ($R_3 \simeq R_1$ assure la compensation des courants de décalage). L'entrée − est à un potentiel très voisin de l'entrée + donc de la masse et de ce fait R_1 constitue avec le troisième condensateur C la troisième cellule du réseau déphaseur. Pour revenir à la condition d'oscillation $\underline{K} \cdot \underline{T} = 1$, on doit régler par l'ajustable P de 330 KΩ, l'amplification en tension de la chaîne directe $\underline{A_v} = \underline{T} = -\dfrac{R_2}{R_1} \simeq -29$ donc on prendra $R_2 = 29\ R_1$ soit $R_2 \simeq 300$ kΩ (220 kΩ + Aj ≃ 80 kΩ) $\Rightarrow Av \simeq 30^{\lfloor\pi}$.

La fréquence d'oscillation se calcule par la relation $f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{6}\ RC} = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{6} \times 10 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-9}} \simeq \underline{650\ Hz}$.

On règlera la gamme de fréquences par action sur R et C.

Le réseau de réaction de la chaîne de retour est un filtre « passe-haut » dont le déphasage π de E_r sur v_S correspond à une atténuation ($\underline{K} = -29$) de 29, pour la fréquence d'oscillation $f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{6}\ RC}$.

On remplace maintenant le réseau de réaction précédent par celui de la (fig. 12*b*) qui introduit toujours un déphasage de π, et l'atténuation de 29 correspond alors à la fréquence $f_0 = \dfrac{\sqrt{6}}{2\pi\ RC}$.

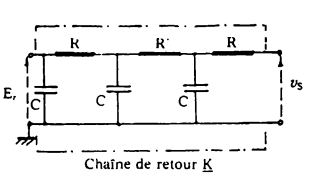


Fig. 12b

Réaliser le montage, vérifier expérimentalement et conclure par comparaison des 2 montages.

Le deuxième réseau constitue un filtre « passe-bas ».

MESURE N° 8

Étude des filtres à l'aide des fonctions élémentaires

I - PRÉPARATION

① PRINCIPE

On peut étudier plus simplement un filtre, si l'expression de sa transmittance peut se mettre sous la forme de produits de *fonctions élémentaires* tels que $\underline{T_v} = \underline{T_1} \times \underline{T_2} \times \ldots \underline{T_n}$.

Si l'on connaît les courbes de réponse en amplitude et en phase de chaque fonction élémentaire, il est aisé de déduire celle du filtre étudié. En effet, on aura en module : $T_v = T_1 \times T_2 \times \ldots T_n$ soit $t_{v\,(db)} = 20 \lg T_1 + 20 \lg T_2 + \ldots 20 \lg T_n$ et en argument : $\arg \underline{T_v} = \arg \underline{T_1} + \arg \underline{T_2} + \ldots \arg \underline{T_n}$ soit $\theta = \theta_1 + \theta_2 + \ldots \theta_n$.

En posant : $\tau = RC \left(\text{ou } \frac{L}{R}\right)$ et $\tau = \frac{1}{\omega_0}$ on distingue 4 fonctions élémentaires de transmittance.

$$\boxed{\tau = RC = \frac{1}{\omega_0}} \quad \begin{cases} \underline{T_1} = j\tau\omega = j\dfrac{\omega}{\omega_0} & ① \\ \underline{T_2} = \dfrac{1}{j\tau\omega} = -j\dfrac{\omega_0}{\omega} & ② \\ \underline{T_3} = 1 + j\tau\omega = 1 + j\dfrac{\omega}{\omega_0} & ③ \\ \underline{T_4} = \dfrac{1}{1 + j\tau\omega} = \dfrac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_0}} & ④ \end{cases}$$

② LES FONCTIONS ÉLÉMENTAIRES

Pour chaque fonction définie en 1, exprimer le module T, $t_{(dB)}$ et $\arg \underline{T} = \theta$. Puis tracer ensuite les diagrammes asymptotiques de Bode : $t_{(db)} = f(\omega)$ et $\theta^{(°)} = g(\omega)$.

On prendra pour ω : $\{0{,}1\ \omega_0;\ 0{,}5\ \omega_0;\ \omega_0;\ 2\ \omega_0;\ 10\ \omega_0\}$.

ⓐ Fonction ①

$$\underline{T_1} = j\tau\omega = j\frac{\omega}{\omega_0}$$

RÉPONSE

$$T_1 = \frac{\omega}{\omega_0};\ t_{1\,(db)} = 20 \lg \frac{\omega}{\omega_0};$$

$$\arg \underline{T_1} = \theta_1 = \text{Arc tg } \infty = \frac{\pi}{2}$$

$\underline{T_1}$ est un nombre imaginaire pur.

$\omega_{(rad\ s^{-1})}$	$0{,}1\ \omega_0$	$0{,}5\ \omega_0$	ω_0	$2\ \omega_0$	$10\ \omega_0$
$t_{v\,(dB)}$	−20	−6	0	6	20

Courbes de réponses fig. 1.

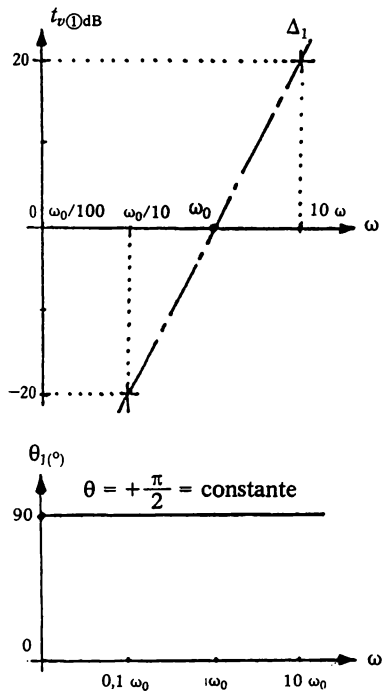


Fig. 1

Asymptote oblique 20 db/décade; 6 db/octave (passe-haut). $\underline{T_1}$ est une transmittance de *différenciation* parce que $\underline{V_2}$ est proportionnelle à la dérivée de $\underline{V_1}$ par rapport au temps.

ⓑ Fonction ②

$$\underline{T_2} = \frac{1}{j\tau\omega} = -j\frac{\omega_0}{\omega}$$

RÉPONSE

$$T_2 = \frac{\omega_0}{\omega};\ t_{2\,(db)} = 20 \lg \frac{\omega_0}{\omega} = -20 \lg \frac{\omega}{\omega_0}.$$

$\arg \underline{T_2} = \theta_2 = \text{Arc tg } (-\infty) = -\frac{\pi}{2}$; $\underline{T_2}$ est un nombre imaginaire pur.

Remarque : t_2 est l'opposée de t_1.

$\underline{T_2}$ est une transmittance d'intégration car $\underline{V_2}$ est proportionnelle à l'intégrale de $\underline{V_1}$.

Courbes de réponses fig. 2 :

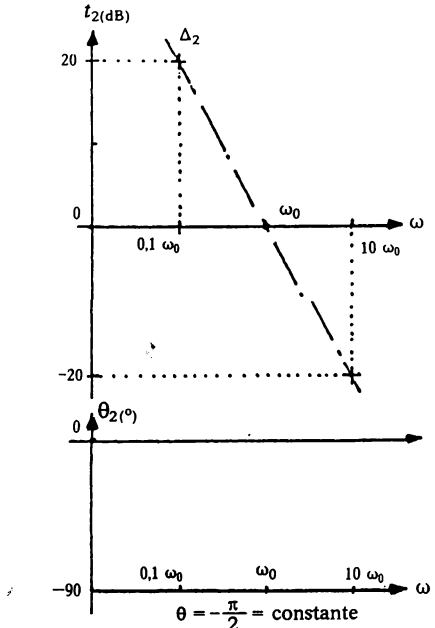


Fig. 2

— asymptote oblique de pente −20 dB/décade soit −6 dB/octave (passe-bas).

ⓒ Fonction ③

$$\underline{T_3} = 1 + j\tau\omega = 1 + j\frac{\omega}{\omega_0}$$

RÉPONSE

$$T_3 = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}\,;\; t_{3\,(db)} = 10 \lg \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right].$$

$$\arg \underline{T_3} = \theta_3 = \text{Arc tg}\,\frac{\omega}{\omega_0}.$$

$\omega_{(rad\ s^{-1})}$	0,1 ω_0	0,5 ω_0	ω_0	2 ω_0	10 ω_0
$t_{3\,(dB)}$	0,04	0,97	3	7	20
$\theta_{3\,(°)}$	5,7	26,6	45	63,4	84,3

Courbes de réponses fig. 3 :

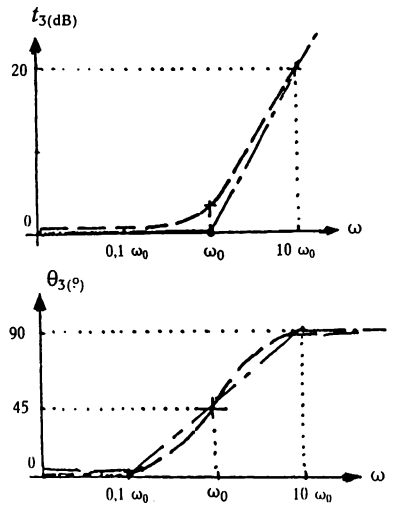


Fig. 3

— asymptote oblique de pente 20 dB/décade soit 6 dB/octave.

ⓓ Fonction ④

$$\underline{T_4} = \frac{1}{1 + j\tau\omega} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

RÉPONSE

$$T_4 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}\,;\; t_{4\,(db)} = -10 \lg \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]$$

$$\arg \underline{T_4} = \theta_4 = -\text{Arc tg}\,\frac{\omega}{\omega_0};$$

$$\text{tg}\,(-\theta) = \frac{\omega}{\omega_0} \Leftrightarrow \text{tg}\,\theta = -\frac{\omega}{\omega_0}$$

Courbes de réponses : fig. 4 symétriques de celles de $\underline{T_3}$ par rapport à l'axe horizontal $\vec{\omega}$:

$$t_4 = -t_3 \text{ et } \theta_4 = -\theta_3$$

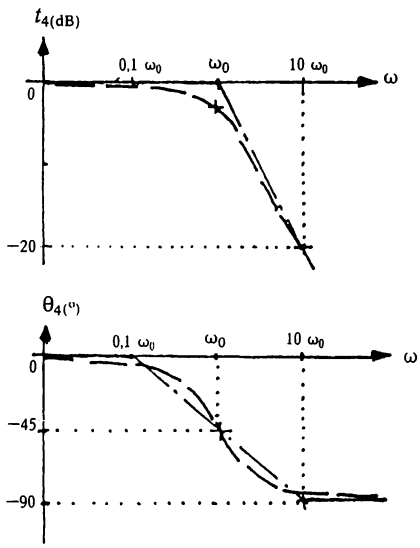


Fig. 4

C'est le type passe-bas (intégrateur) :

— asymptote oblique de pente −20 dB/décade soit −6 dB/octave,

— à $\omega = \omega_0$: $\underline{V_2}$ est en retard de 45° sur $\underline{V_1}$.

II - ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

TRAVAUX PRATIQUES 1

Filtres actifs à amplificateurs opérationnels

Le montage (fig. 5) est constitué d'un amplificateur opérationnel inverseur parfait associé à deux impédances $\underline{Z_1}$ et $\underline{Z_2}$ dont les différentes structures proposées sont précisées sur la fig. 6 (*a* à *d*).

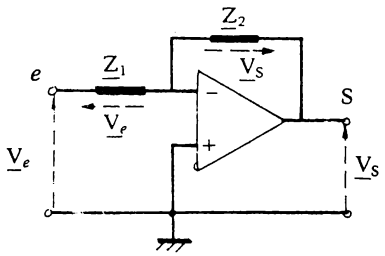


Fig. 5

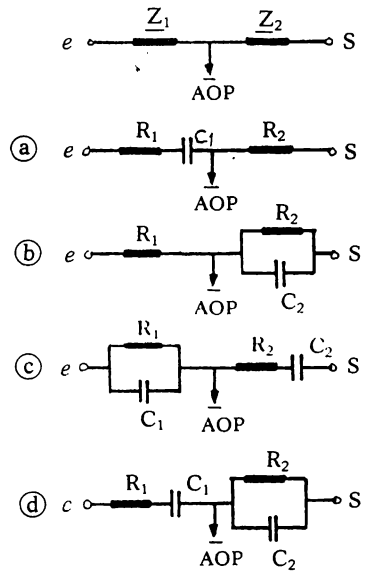


Fig. 6

Pour chaque cas, déterminer :

1. Les expressions de $\underline{T_v} = \frac{\underline{V_S}}{\underline{V_e}}$ que l'on mettra sous forme de produits de fonctions élémentaires.
2. Les valeurs des pulsations de coupure.
3. Les expressions des arguments.
4. Tracer les diagrammes asymptotiques de Bode de $t_{v\,(dB)} = 20 \lg T_v$ et de θ_v en fonction de ω.

On prendra : $R_1 = 1\ k\Omega$; $R_2 = 10\ K\Omega$; $C_1 = 1\ \mu F$; $C_2 = 1\ nF$

Vérifier expérimentalement les résultats

Réponses : Indications

ⓐ $\underline{T_v} = -\frac{\underline{Z_2}}{\underline{Z_1}} = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{jC_1\omega}} = \frac{-jR_2C_1\omega}{1 + jC_1R_1\omega}$

soit $\underbrace{-j\tau_1\omega}_{f_1} \times \frac{1}{\underbrace{1 + j\tau_2\omega}_{f_4}}$

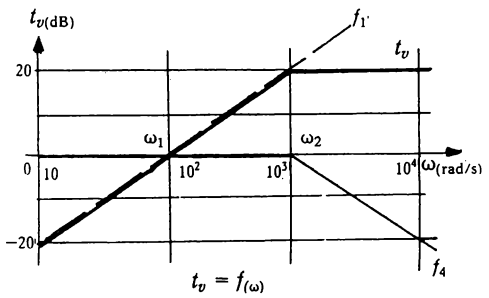
avec $\omega_1 = \frac{1}{R_2C_1} = \frac{1}{10 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-6}} = 100$ rad/s

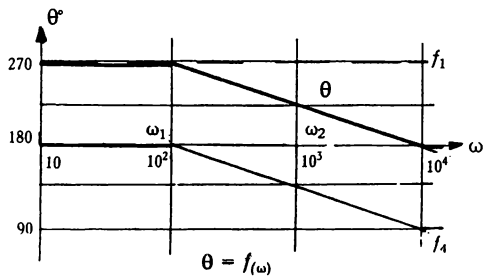
et $\omega_2 = 10\,\omega_1 = 1\,000$ rad/s puisque $\omega_2 = \frac{1}{R_1C_1}$

et $R_1 = \frac{R_2}{10}$.

Filtre passe-haut pour $\omega_0 > 10^3$ rad/s.

Diagrammes





ⓑ $\underline{Z_2} = \{R_2 /\!/ C_2\} = \frac{R_2}{1 + jR_2C_2\omega}$

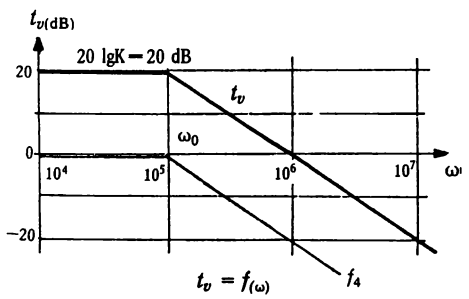
et $\underline{T_v} = -\frac{R_2}{R_1(1 + jR_2C_2\omega)} = K_x \frac{1}{\underbrace{1 + j\tau\omega}_{f_4}}$

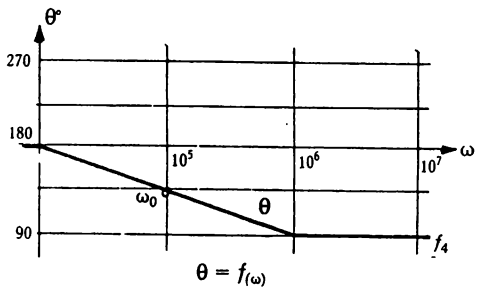
avec $K = \frac{R_2}{R_1} = 10$ et $20 \lg K = 20$ db;

$\omega_0 = \frac{1}{R_2C_2} = \frac{1}{10 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9}} = 10^5$ rad/s

Filtre passe-bas pour $\omega_0 < 10^5$ rad/s.

Diagrammes





ⓒ

$$\underline{T_v} = -\frac{\underline{Z_2}}{\underline{Z_1}} = -\underline{Z_2}\cdot\underline{Y_1} = -\frac{1 + jR_2C_2\omega}{jC_2\omega} \times \frac{1 + jR_1C_1\omega}{R_1} = -\frac{1}{jR_1C_2\omega} \times (1 + jR_1C_1\omega) \times (1 + jR_2C_2\omega)$$

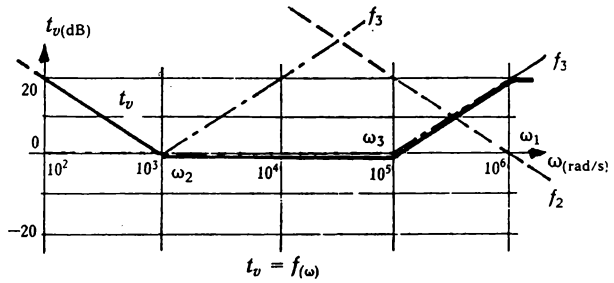
$$\Rightarrow \underline{T_v} = -\underbrace{\frac{1}{j\tau_1\omega}}_{(f_2)} \times \underbrace{(1 + j\tau_2\omega)}_{(f_3)} \times \underbrace{(1 + j\tau_3\omega)}_{(f_3)}$$

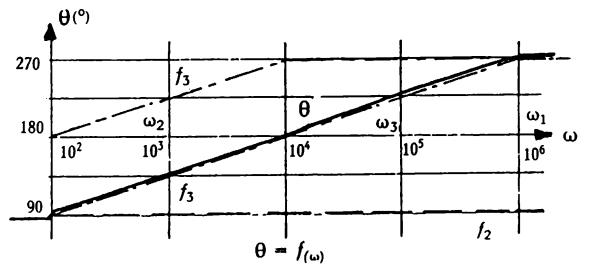
avec $\omega_1 = \dfrac{1}{R_1C_2} = \dfrac{1}{1 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-9}} = 10^6$ rad/s ;

$\omega_2 = \dfrac{1}{R_1C_1} = 10^3$ rad/s ; $\omega_3 = \dfrac{1}{R_2C_2} = 10^5$ rad/s

Filtre réjecteur de bande pour $\omega \in [10^3 ; 10^5$ rad/sec].

Diagrammes





ⓓ

$$\underline{T_v} = -\frac{\underline{Z_2}}{\underline{Z_1}} = -\underline{Z_2}\cdot\underline{Y_1} = -\frac{R_2}{1 + jR_2C_2\omega} \times \frac{jC_1\omega}{1 + jR_1C_1\omega} = -jR_2C_1\omega \times \frac{1}{1 + jR_2C_2\omega} \times \frac{1}{1 + jR_1C_1\omega}$$

$$\Rightarrow \underline{T_v} = -\underbrace{j\tau_1\omega}_{(f_1)} \times \underbrace{\frac{1}{1 + j\tau_2\omega}}_{(f_4)} \times \underbrace{\frac{1}{1 + j\tau_3\omega}}_{(f_4)} ;$$

avec $\omega_1 = \dfrac{1}{R_2C_1} = 100$ rad/s ;

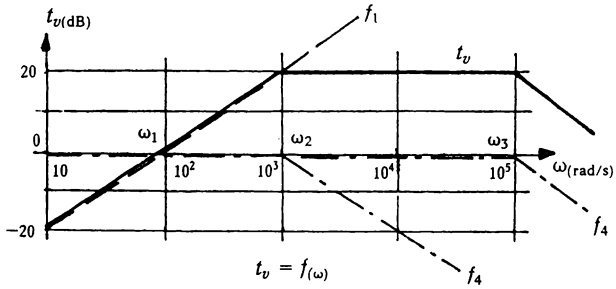
$\omega_2 = \dfrac{1}{R_1C_1} = 10^3$ rad/s ; $\omega_3 = \dfrac{1}{R_2C_2} = 10^5$ rad/s

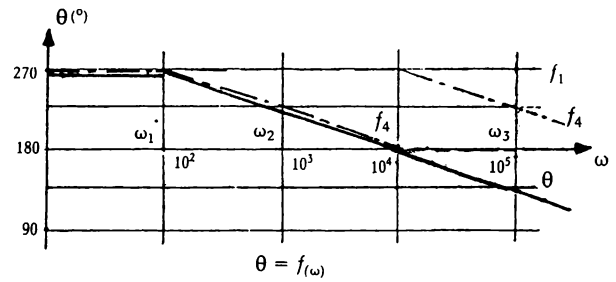
Filtre passe-bande pour $\omega \in [10^3 ; 10^5$ rad/s], amplificateur sélectif :

T_v est maximum pour $f_0 = \dfrac{\omega_0}{2\pi} = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$;

$$T_{v_0\,max} = \frac{R_2C_1}{R_1C_1 + R_2C_2}.$$

Diagrammes





Les fréquences de coupure à -3 dB correspondent à $\dfrac{T_{v_0\,max}}{\sqrt{2}}$

ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

Réaliser les montages proposés avec un amplificateur opérationnel compensé et relever les courbes de réponse $T_v = g(f)$ (sur papier semi-logarithmique) pour v_e sinusoïdale à fréquence variable et $\hat{V}_e$ constante = 100 mV.

Observations à l'oscilloscope :

— déterminer θ_0 correspondant à f_0 de coupure (déphasage de v_S sur v_e) pour T_{v_0} maximum (ou minimum) ;

— préciser la bande passante de fréquence pour $T_v = -3$ dB.

SUJET 1

Filtre actif à amplificateur opérationnel

(fig. 7)

1. Calculer la transmittance $\underline{T_1} = \dfrac{\underline{V_S}}{\underline{V_e}}$.

2. Pour $\omega = 0$, l'impédance du condensateur est infinie, donc l'amplificateur est en boucle ouverte. Il se sature donc lorsque la tension d'entrée est continue. Ceci est confirmé par T_1, pourquoi ? Afin d'éviter cette saturation on limite le gain du montage à -10, pour les tensions continues, à l'aide du résistor R_2 en dérivation sur C (fig. 8). Calculer alors R_2 en fonction de R_1.

3. Calculer la transmittance du montage (fig. 8) $\underline{T_2} = \dfrac{\underline{V_S}}{\underline{V_e}}$. Déduire ω_2 en fonction de ω_1.

4. Tracer les diagrammes de Bode de T_1 et T_2 sur le même graphique (papier semi-logarithmique). Dans quel domaine de fréquence T_1 et T_2 sont-elles approximativement égales à moins de 3 dB près.

ÉTUDE EXPÉRIMENTALE

Réaliser le montage (fig. 8) avec $R_1 = 1\ k\Omega$; $R_2 = 10\ k\Omega$; $C = 0{,}1\ \mu F$.

Tracer sur papier semi-logarithmique les courbes T_v et θ en fonction de la fréquence. ($\theta = \text{Arg } \underline{T_v}$ est le déphasage entre v_S et v_e).

Observation à l'oscilloscope : préciser la fréquence de coupure et le déphasage θ pour T_v à -3 dB et $T_v = 0$ dB. On prendra v_e sinusoïdale à fréquence variable et $V_e = 100$ mV constante.

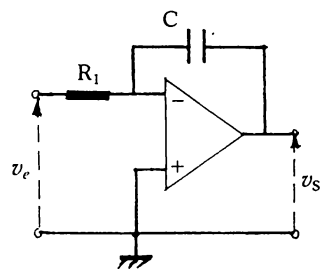


Fig. 7

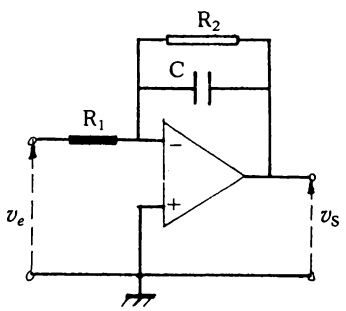


Fig. 8

Indications

1. $\underline{T_1} = \dfrac{\underline{V_S}}{\underline{V_e}} = -\dfrac{Z_C}{R_1} = \dfrac{-\dfrac{1}{jC\omega}}{R_1} = -\dfrac{1}{jR_1C\omega}$

$$= -\frac{1}{j\tau_1\omega} = j\frac{\omega_1}{\omega}$$

avec $\omega_1 = \dfrac{1}{R_1C}$ c'est un intégrateur (fonction f_2).

2. Pour $\omega = 0 \Rightarrow \underline{T_1} \to \infty$; comme $T_1 = \left|\dfrac{\underline{V_S}}{\underline{V_e}}\right| \to \infty \Rightarrow V_S \simeq \pm$ V alimentation.

pour $T_2 = -\dfrac{R_2}{R_1} = -10 \Rightarrow R_2 = 10\ R_1$

3. $\underline{T_2} = \dfrac{\underline{V_S}}{\underline{V_e}} = -\dfrac{\underline{Z_2}}{R_1}$; avec $Z_2 = \{R_2 \,//\, C\}$

$$= \frac{R_2}{1 + jR_2C\omega} \text{ on tire } \underline{T_2} = -\frac{\dfrac{R_2}{1 + jR_2C\omega}}{R_1}$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} \times \frac{1}{1 + jR_2C\omega} \Rightarrow \underline{T_2} = K \times \frac{1}{1 + j\tau_2\omega}$$

$$= T_0 \times \frac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_2}} \text{ avec } \omega_2 = \frac{1}{R_2C} \text{ et } T_0 = -\frac{R_2}{R_1} = -10.$$

Soit : $G_2 = 20 \lg T_2 = 20 \lg T_0 + 20 \lg \left|\dfrac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_2}}\right|$

où $20 \lg T_0 = 20 \lg 10 = 20$ dB.

$$\omega_2 = \frac{1}{R_2C} = \frac{1}{10\ R_1C} = \frac{\omega_1}{10},$$

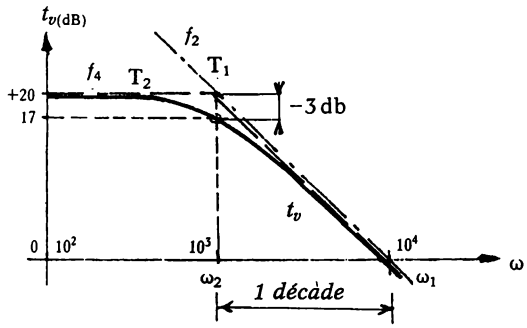
Pour $R_1 = 1\ k\Omega$; $C = 0{,}1\ \mu F \Rightarrow \omega_1 = \dfrac{1}{R_1C}$

$$= \frac{1}{1 \times 10^3 \times 0{,}1 \times 10^{-6}} = 10^4 \text{ rad/s}$$

et $\omega_2 = 10^3$ rad/s.

4. Diagramme de $T_v = f(\omega)$.

On a un affaiblissement de 20 dB/décade (ou 6 dB/octave). C'est un filtre passe-bas du 1er ordre. $T_1 \simeq T_2$ à 3 dB près pour $\omega \geq \omega_2$.



Remarques

1. On trouve dans la pratique professionnelle des filtres actifs réalisés en circuits intégrés, dont la mise en œuvre nécessite une étude détaillée de la documentation du fabricant. On peut citer en exemple le filtre « MF 10 » de National-Semiconductor en boîtier DIL-20 broches multi-fonctions et multi-ordres (passe-bas, passe-haut, passe-bande, réjecteur de bande...).

Pour la réalisation simple de filtres spécifiques on utilise plutôt les montages classiques à partir des amplificateurs opérationnels courants tels que ceux des séries LM 110, 124, 741 ou plus performants TL 080...084, LM 146, LF 353...

2. On mesure le gain t_v (en db) à l'aide d'un voltmètre électronique de grande impédance d'entrée, possédant une échelle graduée en décibels. La mesure de $\theta = \text{Arg. } \underline{T_v}$ se fait à l'oscilloscope en bicourbe [mode $Y(t)$].

3. Dans les montages pratiques on disposera un résistor R_3 d'équilibrage des courants de polarisation entre l'entrée + de l'amplificateur opérationnel et la masse. Prendre $R_3 = 10\ k\Omega$ pour les TP1 et sujet 1.

4. **Application :** Réaliser un amplificateur *« filtre de parole »* suivant le montage TP1 ⓓ (amplificateur sélectif passe-bande). On prendra la fréquence médium $f_0 \simeq 1$ kHz, le gain $T_v = 100$, donc $t_v = 40$ dB et la bande passante B telle que $f \in [200\ \text{Hz}; 5\ \text{KHz}]$ afin d'éliminer le souffle et le ronflement en sortie. Adopter les valeurs $R_1 = 1\ k\Omega$; $R_2 = 100\ k\Omega$; $R_3 = 100\ k\Omega$; $C_1 = 820$ nF; $C_2 = 330$ pF; AOP = TL 081.

Vérifier expérimentalement par la mesure des fréquences de coupure à -3 db, c'est-à-dire pour $t_v = 37$ dB avec $t_{v_0} = 40$ dB pour $f_0 = 1$ kHz.

MESURES ET ESSAIS

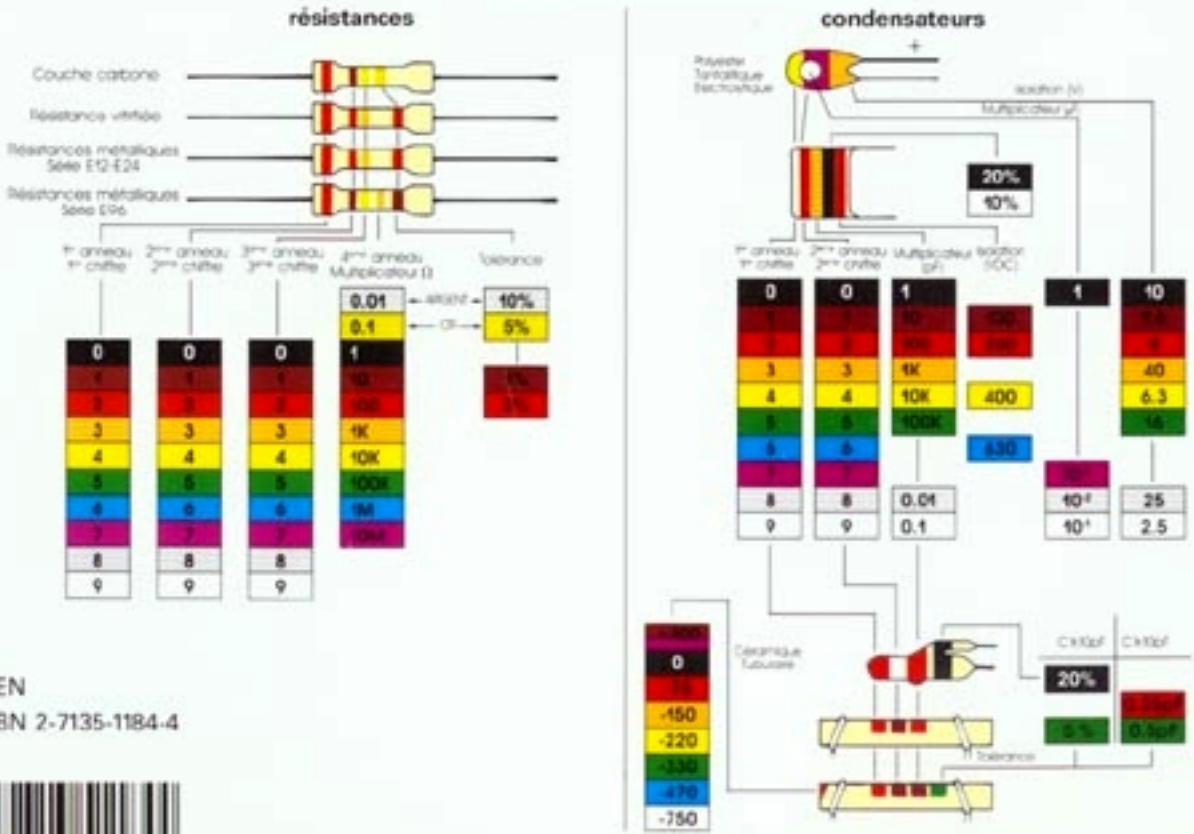
sur circuits électriques et dispositifs électroniques

TOME 1

Cet ouvrage est conçu pour permettre aux futurs électrotechniciens préparant un baccalauréat technique ou professionnel, d'acquérir une formation de base théorique et pratique, dans le domaine des **MESURE ET ESSAIS** à caractère industriel.

Par une approche expérimentale et technologique des systèmes électriques ou électroniques modernes, des composants et des équipements électroniques industriels de base, cet outil assure un apprentissage rigoureux des méthodes fondamentales de mesurage et de l'utilisation des appareils de mesurage professionnels.

CODE DES COULEURS



MEN
ISBN 2-7135-1184-4

9 782713 511844